M. BODEA
I. MIHUȚ

L. TURIC
V. ȚIPONUȚ

APARATE ELECTRONICE PENTRU MĂSURARE ȘI CONTROL

EDITURA DIDACTICĂ ȘI PEDAGOGICĂ
BUCUREȘTI, 1985

MINISTERUL EDUCAȚIEI ȘI ÎNVĂȚĂMÂNTULUI

Șef lucr. ing. **MIRCEA BODEA**
Șef lucr. ing. **IOAN MIHUȚ**
Conf. univ. dr. ing. **LAURENȚIU TURIC**
Șef lucr. dr. ing. **VIRGIL TIPONUȚ**

Coordonator : **MIRCEA BODEA**

APARATE ELECTRONICE PENTRU MĂSURARE ȘI CONTROL

EDITURA DIDACTICĂ ȘI PEDAGOGICĂ, BUCUREȘTI – 1985

Lucrarea a fost analizată și aprobată de colectivul Catedrei de Dispozitive, Circuite și Aparate Electronice, de Consiliul Profesoral al Facultății de Electronică și Telecomunicații și de Biroul Senatului Institutului Politehnic — București.

Contribuția autorilor :

M. Bodea : cap. 1, cap. 2, subcap. 3.1.8, subcap. 3.3, subcap. 3.7
I. Mihuț : subcap. 3.1 (exclusiv 3.1.8 și 3.1.9), subcap. 3.2, 3.4, 3.5
L. Turic : subcap. 3.6
V. Tiponuț : subcap. 3.1.9, cap. 4, cap. 5

Redactor : ing. **Monica Ursea**
Tehnoredactor : **Viorica Condopol**
Grafician : **Victor Wegemann**

PREFAȚĂ

Cursul de „Aparate electronice pentru măsurare și control" (AEMC) este destinat în principal studenților din anul IV — ingineri zi — și anul V — ingineri seral — din facultățile sau secțiile de electronică, urmărind prezentarea într-o formă unitară și compactă a noțiunilor esențiale legate de structura, caracteristicile și direcțiile moderne de dezvoltare ale aparatelor și sistemelor pentru măsurare și control, înțelese ca aparate și sisteme pentru măsurarea electrică a mărimilor neelectrice. *Acest curs pune la îndemîna studenților elementele de bază pentru înțelegerea funcționării, proiectării și utilizării aparatelor și sistemelor pentru măsurare și control în diverse domenii.*

Pornind de la schema bloc a oricărui AEMC — într-o aplicație de măsurare a unei mărimi neelectrice — compusă dintr-un traductor, un bloc de prelucrare a semnalului electric oferit de traductor și un bloc de indicare/afișare, cursul acoperă următoarea arie tematică: (1) *Structura și caracteristicile generale ale AEMC*; (2) *Traductoare*; (3) *Blocuri electronice specifice în AEMC — amplificatoare de măsurare, circuite pentru conversie analogică, modulatoare și demodulatoare de măsurare, multiplexoare și demultiplexoare analogice, circuite de eșantionare și memorare, circuite de conversie D/A și A/D, circuite de măsurare pentru traductoare*; (4) *Sisteme de achiziție și prelucrare a datelor*; (5) *Implementarea microprocesoarelor în AEMC.*

Ținînd cont de specificul acestui curs și de dezvoltarea actuală a circuitelor integrate, tratarea tuturor acestor probleme precum și aplicațiile tipice prezentate fac apel la blocurile integrate care s-au impus ca standard de funcție analogică sau numerică — amplificatoare operaționale, multiplicatoare analogice, convertoare A/D și D/A, microprocesoare și circuitele integrate asociate lor etc.

Materialul prezentat în acest curs poate fi folosit și de studenții de la cursurile de subingineri de la facultățile sau secțiile de electronică, de studenții altor facultăți care audiază

cursuri cu profil apropiat și poate fi util și inginerilor de electronică și telecomunicații, automatică, electrotehnică, energetică.

În încheiere, un cald cuvînt de mulțumire pentru ing. Monica Ursea, redactorul cărții, care a reușit să conducă manuscrisul lucrării pe calea — nu întotdeauna lipsită de dificultăți — a transformării sale într-o carte.

AUTORII

CUPRINS

Capitolul 1. STRUCTURA ŞI CARACTERISTICILE GENERALE ALE APARATELOR ELECTRONICE DE MĂSURARE ŞI CONTROL 9

1.1. *Structura generală a unui AEMC* 9

1.2. *Evoluţia AEMC* 11

1.3. *Caracteristicile generale ale elementelor AEMC* 17

1.3.1. Caracteristicile statice 17

1.3.2. Caracteristicile dinamice 18

1.4. *Erorile AEMC şi ale elementelor lor componente* 22

1.4.1. Exprimarea cantitativă a erorilor 22

1.4.2. Principalele tipuri de erori ale elementelor şi *AEMC* 23

Capitolul 2. TRADUCTOARE 26

2.1. *Locul traductorului în schema AEMC. Direcţii de dezvoltare* 26

2.2. *Clasificarea traductoarelor* 28

2.3. *Principiile generale ale traductoarelor* 31

2.3.1. Traductoare analogice directe parametrice 31

2.3.2. Traductoare analogice directe generatoare 32

2.3.3. Traductoare analogice complexe 35

2.3.4. Traductoare în frecvenţă 38

2.3.5. Traductoare în impulsuri 39

2.3.6. Traductoare numerice 40

2.3.7. Traductoare care utilizează radiaţii 41

2.4. *Traductoare pentru semnale radiante* 42

2.4.1. Traductoare fotoemisive 42

2.4.2. Traductoare fotoelectrice semiconductoare 43

2.4.3. Traductoare de radiaţii nucleare bazate pe ionizare 46

2.4.4. Detectoare de radiaţii nucleare cu semiconductoare 47

2.4.5. Detectoare de radiaţii nucleare cu scintilaţie 48

2.5. *Traductoare pentru semnale mecanice* 48

2.5.1. Traductoare pentru deformaţii, forţe, cupluri 48

2.5.2. Traductoare pentru deplasări, dimensiuni, poziţie 52

2.5.3. Traductoare de nivel 55

2.5.4. Traductoare de acceleraţie şi vibraţie 57

2.5.5. Traductoare de presiune 59

2.5.6. Traductoare de debit 61

2.6. *Traductoare pentru semnale termice* 63

2.6.1. Traductoare bazate pe dilatare 63

2.6.2. Termometre cu rezistenţă 64

2.6.3. Termocupluri 65
2.6.4. Traductoare semiconductoare 67
2.6.5. Traductoare în frecvență 68
2.6.6. Pirometre de radiație 68

2.7. *Traductoare pentru semnale magnetice* 69
2.7.1. Măsurarea intensității cîmpului magnetic 69
2.7.2. Traductoare Hall integrate 71
2.7.3. Magnetorezistoare 71

2.8. *Traductoare pentru semnale chimice* 71
2.8.1. Analizoare de gaze 71
2.8.2. Cromatografe de gaze 72
2.8.3. Traductoare electroconductometrice pentru concentrația soluțiilor . 72
2.8.4. Traductoare de umiditate 73
2.8.5. Traductoare electrometrice pentru *pH* 73

Capitolul 3. **BLOCURI ELECTRONICE ÎN** *AEMC* 76

3.1. *Amplificatoare de măsurare* 76
3.1.1. Noțiuni introductive 76
3.1.2. Configurații de bază 78
3.1.3. Răspunsul în frecvență 94
3.1.4. Reglarea amplificării 94
3.1.5. Compensarea ofsetului 98
3.1.6. Amplificatorul de sarcină 99
3.1.7. Amplificatoare de izolare (*AI*) 103
3.1.8. Conversie logaritmică și exponențială 107
3.1.9. Tehnica ecranării și conectării la masă în *AEMC* 118

3.2. *Circuite de conversie analogică* 123
3.2.1. Convertoare tensiune-frecvență (*VFC*) și convertoare frecvență-tensiune (*FVC*) 123
3.2.2. Convertoare tensiune-curent (*VIC*) și convertoare curent-tensiune (*IVC*) 138
3.2.3. Multiplicatoare analogice 145

3.3. *Modulatoare și demodulatoare de măsurare* 149
3.3.1. Modulatoare de măsurare 151
3.3.2. Amplificatorul cu modulare-demodulare (amplificatorul cu chopper) . 166
3.3.3. Amplificatorul stabilizat cu chopper 170
3.3.4. Demodulatoare de măsurare 171

3.4. *Multiplexoare și demultiplexoare analogice* 181
3.4.1. Tipuri de comutatoare 182
3.4.2. Multiplexoare cu TEC-MOS 183
3.4.3. Comutatoare cu TEC-MOS complementare (CMOS) 184
3.4.4. Multiplexoare cu TEC-J 186
3.4.5. Multiplexarea în curent 188
3.4.6. Multiplexoare cu *AO* 189

3.5. *Circuite de eșantionare și memorare (S/H)* 189
3.5.1. Parametrii circuitelor de eșantionare și memorare 189
3.5.2. Circuite *S/H* neinversoare 190
3.5.3. Circuite *S/H* inversoare 193
3.5.4. Circuite de urmărire și memorare 194

3.6. *Circuite de conversie D/A și A/D* 195
3.6.1. Generalități asupra convertoarelor *D/A* și *A/D*. Caracteristici de transfer. Rezoluție. Eroare de cuantificare 196
3.6.2. Coduri utilizate în conversiile *D/A* și *A/D* 201
3.6.3. Convertoare *D/A* cu rețea *R/2R* și referință de tensiune 210
3.6.4. Convertoare *D/A* cu rețea *R/2R* inversată (cu comutarea curenților) și referință de tensiune 212
3.6.5. Convertoare cu *D/A* rețea *R/2R* și referință de curent 218
3.6.6. Convertoare *D/A* în cod BCD 219
3.6.7. Convertoare *A/D* cu reacție 222
3.6.8. Convertoare *A/D* cu aproximații succesive 225
3.6.9. Convertoare *A/D* cu integrare 228
3.6.10. Convertoare *A/D* cu transformare intermediară amplitudine-timp . 235
3.6.11. Convertor *A/D* cu generator de tensiune în trepte 236
3.6.12. Convertor *A/D* paralel-serie 239
3.6.13. Erori ale convertoarelor *D/A* și *A/D* 240
3.7. *Circuite de măsurare pentru traductoare* 244
3.7.1. Compensatorul de tensiune manual 244
3.7.2. Compensatoare automate 246
3.7.3. Circuite integrate pentru măsurarea cu termocupluri 252
3.7.4. Punți echilibrate alimentate în curent continuu 253
3.7.5. Punți neechilibrate alimentate în curent continuu 255
3.7.6. Punți neechilibrate alimentate în curent alternativ 267
3.7.7. Punți cu transformator (punți cu brațe cuplate inductiv) 270
3.7.8. Punți cu echilibrare automată 273
3.7.9. Alte circuite și tehnici de măsurare 274
3.7.10. Modificarea caracteristicii de transfer 275

Capitolul 4. **SISTEME DE ACHIZIȚIE ȘI PRELUCRARE A DATELOR** . . . 280

4.1. *Probleme generale ale achiziției de date* 280
4.2. *SAD cu un singur canal* 282
4.2.1. Sisteme de achiziție utilizînd conversia directă 282
4.2.2. Sisteme cu preamplificare și conversie directă 282
4.2.3. Sisteme utilizînd circuite de eșantionare și memorare (*S/H*) . . . 284
4.3. *Sisteme de achiziție multicanal* 286
4.3.1. Sisteme de achiziție cu multiplexarea ieșirilor convertoarelor cu un singur canal 286
4.3.2. Sisteme de achiziție cu multiplexarea ieșirilor circuitelor *S/H* . . . 287
4.3.3. SAD cu multiplexarea intrărilor circuitelor de eșantionare și memorare 288
4.3.4. Sistem de achiziție cu multiplexarea semnalelor de nivel scăzut . . 289
4.4. *Sisteme integrate de achiziție a datelor* 290
4.5. *Interfațarea sistemelor de achiziție de date* 292
4.5.1. Unitatea SERDEX de schimb serie de date 292
4.5.2. Exemple de utilizare a blocurilor STX și SMX 296

Capitolul 5. IMPLEMENTAREA MICROPROCESOARELOR ÎN *AEMC* . . . 298

5.1. *Efectele implementării microprocesoarelor în aparatura de măsurat* 298
5.2. *Microsisteme de calcul* 298
5.2.1. Structura și funcționarea unui microsistem de calcul 298
5.2.2. Programarea microsistemelor de calcul 301

5.3. *Structura aparatelor de măsurat cu microprocesor* 305
5.4. *Funcţiile microprocesorului în aparatura de măsurare şi control* 310
5.4.1. Utilizarea microprocesorului ca dispozitiv de comandă microprogramat 310
5.4.2. Funcţia de corecţie a erorilor introduse de blocurile componente . 320
5.4.3. Funcţia de creare prin program a blocurilor analogice virtuale . . . 322
5.4.4. Testarea blocurilor componente defecte 323
5.5. *Sisteme de măsurare cu aparatură programabilă* 323
5.5.1. Structura şi funcţionarea unui sistem realizat cu interfaţa IEEE 488 324
5.5.2. Interfaţarea aparaturii numerice programabile 329

Bibliografie 332

1

STRUCTURA ŞI CARACTERISTICILE GENERALE ALE APARATELOR ELECTRONICE DE MĂSURARE ŞI CONTROL

În cadrul unei definiţii clasice, acceptată pînă în prezent în mod unanim, **un aparat electronic de măsurare şi control*** este *un aparat folosit pentru măsurarea, indicarea şi înregistrarea unor mărimi neelectrice, pentru observarea desfăşurării unor procese fizice sau pentru controlul proprietăţilor unor materiale sau produse şi care are ca elemente constitutive — esenţiale pentru funcţionarea sa — dispozitive electronice.*

Această definiţie pune în evidenţă şi deosebirea care există între domeniul *AEMC* şi domeniul măsurărilor electrice şi electronice: *AEMC* — aşa cum sînt considerate în acest curs — se referă în esenţă la *măsurarea mărimilor neelectrice.*

Totodată, definiţia anterioară dă şi o imagine asupra vastităţii domeniului *AEMC*, a complexităţii problemelor şi — probabil — a soluţiilor, a diversităţii realizărilor concrete, a dificultăţii pe care o implică încercarea de a clasifica sau sistematiza un domeniu atît de divers.

1.1. STRUCTURA GENERALĂ A UNUI *AEMC*

Cu toată diversitatea care caracterizează domeniul *AEMC*, este posibilă elaborarea unei scheme bloc care să descrie complet structura generală a unui *AEMC*. Această situaţie generală este dată în figura 1.1.

Pe baza acestei scheme generale se pot indica şi discuta acum etapele generale ale unui proces de măsurare, rezultînd în mod direct şi inventarul de probleme de interes pentru acest curs.

● Se observă că obiectul măsurării (sau fenomenul de măsurat) pune în evidenţă o mărime fizică inaccesibilă şi/sau imposibil de evaluat cantitativ pentru om. Elementul *„traductor"* transformă energia primară în energie electrică. În acest fel se realizează **prima etapă a procesului de măsurare:** *obţinerea informaţiei primare sub forma unui semnal electric.*

Transformarea energiei primare în energie electrică se poate realiza în două moduri principale distincte.

---

* În continuare, pentru simplitate, se va utiliza abrevierea *AEMC*.

— Într-un caz are loc o *simplă conversie* a energiei care se dezvoltă **sau** acționează în procesul măsurat, în energie electrică (această situație apare în general în procese care implică degajarea de energie, cum ar fi, de exemplu : deformații ale corpurilor — sau, mai general, acțiuni de forțe — radiație termică sau luminoasă, reacții chimice etc.). Traductoarele care se încadrează în această categorie se numesc *traductoare generatoare.*

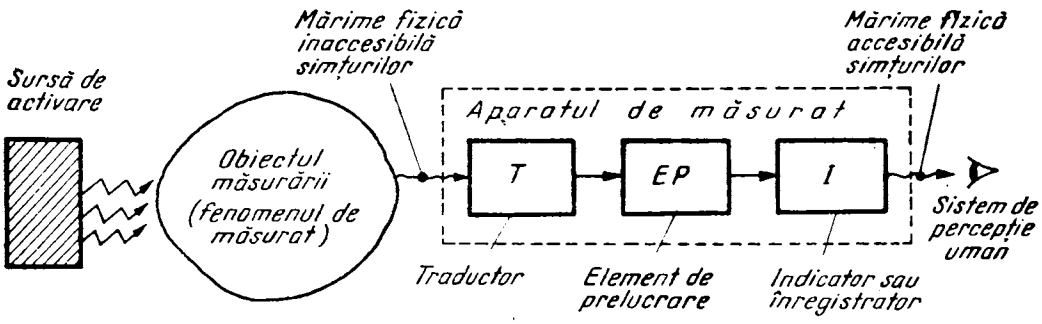


Fig. 1.1. Structura generală a unui aparat de măsurat și locul său în procesul de obținere a informației despre starea obiectului (fenomenului) măsurat.

— În celălalt caz *asupra obiectului măsurat acționează din exterior* o energie sau — cu o altă exprimare întîlnită în mod uzual — *un semnal de activare și se detectează rezultatele interacțiunii semnalului de activare cu obiectul măsurat* (această situație este tipică pentru cazul în care se măsoară, de exemplu, proprietăți de material). Traductoarele care se încadrează în această categorie se numesc *traductoare parametrice.*

☞ **De observat** deci că, în cazul acestor traductoare, existența unei *surse de activare* constituie o condiție esențială a realizării măsurării.

● **A doua etapă a procesului de măsurare** constă în *prelucrarea semnalului electric* obținut la ieșirea traductorului.

Din gama foarte largă a **elementelor de prelucrare** care se întîlnesc în *AEMC* se pot cita următoarele exemple tipice : *circuite de măsurare pentru traductoare* (punți, compensatoare), care pun în evidență variația semnalului oferit de traductor, *circuite de modulare/demodulare*, care, modifică legea de variație în timp a semnalului, *blocuri de amplificare liniară sau neliniară, blocuri de conversie între mărimi analogice de naturi diferite* (tensiune-frecvență, curent-tensiune, tensiune-curent etc.), *circuite de detecție sensibilă la fază*, utilizate, de exemplu, pentru a pune în evidență nu numai mărimea parametrului măsurat, ci și sensul ei de variație, *blocuri de conversie între mărimile reprezentate analogic și cele reprezentate digital, circuite de eșantionare și memorare* etc.

Această listă — care ar putea fi continuată pe încă multe pagini — oferă o imagine clară a diversității de elemente de prelucrare ce se întîlnesc în *AEMC* și, totodată, configurează capitolele principale ale cursului de față.

● **A treia** și ultima **etapă a procesului de măsurare** constă în *recuperarea și valorificarea informației care este conținută în semnal.*

La ieșirea elementului de prelucrare (vezi fig. 1.1) semnalul care apare este în general un semnal de natură electrică, inaccesibil simțurilor. Prin intermediul unor elemente și dispozitive de afișare și indicare (eventual și memorare), informația conținută în acest semnal este prezentată într-o formă care este accesibilă simțurilor și, în plus, este posibil de evaluat cantitativ.

În calitate de exemple se pot cita : înregistratoare cu unul sau mai multe canale, înregistratoare $X-Y$, dispozitive de afișaj care utilizează diode electroluminescente, cristale lichide, tuburi catodice, imprimante mecanice, imprimante electrotermice etc.

o În încheiere, trebuie observat că în practică apare deseori și cazul în care recuperarea informației conținute în semnalul de la ieșirea elementului de prelucrare se face la distanță : în acest caz se vorbește de o *teletransmisie*.

Discutarea structurii generale a unui *AEMC* a pus în evidență rolul fundamental pe care îl are, în acest domeniu al instrumentației și măsurării, electronica ; de fapt această constatare se poate extinde și la nivelul societății tehnologice în care trăim și în care instrumentația și măsurarea au un rol crucial.

Care sînt motivele care explică invazia electronicii în domeniul instrumentației și măsurării ? Un prim set de motive este dat de faptul că este posibilă conversia prin traductoare a oricărei mărimi neelectrice într-o mărime electrică și că prelucrarea ulterioară se face tot electronic. Un al doilea set de motive este dat de calitățile deosebite ale instrumentației electronice (în lista care urmează săgețile indică sensul de evoluție : ↑ — crește, ↓ — scade):

— consum mic de energie (↓) ;
— raportul performanță/cost-favorabil (↑) ;
— viteză mare de lucru (↑) ;
— acoperă domeniile uzuale de temperatură și presiune (↑) ;
— dimensiuni mici (↓) ;
— siguranță în funcționare bună (↑) ;
— conectarea la calculator este ușor de realizat (constituie, de fapt, o proprietate intrinsecă).

Este important de observat că sensul de evoluție a tuturor acestor proprietăți esențiale pentru *AEMC* constituie rezultatul dezvoltării tehnologice din industria de componente ; de multe ori producătorii de componente au devansat cerințele producătorilor de *AEMC*, silindu-i pe aceștia să se replieze rapid și eficient pe poziția favorabilă pe care o conferă utilizarea de componente cu performanțe din ce în ce mai bune cu prețuri din ce în ce mai mici.

Urmărind această idee este mai corect să modificăm formularea inițială : în momentul de față domeniul *AEMC* este confruntat, la fel ca multe alte domenii ale științei și tehnicii, cu invazia *microelectronicii*, a circuitelor analogice și digitale cu un nivel ridicat de integrare (*LSI* — de la inițialele cuvintelor în limba engleză — *large scale integration* — integrare pe scală largă), care se constituie ca blocuri sau, eventual, chiar ca subsisteme ; din acest motiv, materialul prezentat în acest curs va urmări în esență descrierea funcțiilor realizate la nivelul de subsisteme și, desigur, principiile implicate în construirea fiecărui bloc sau subsistem.

1.2. EVOLUȚIA *AEMC*

● Schema-bloc a unui *AEMC* dată în figura 1.1 constituie o reflectare fidelă și tipică a posibilităților oferite de **realizarea cu componente discrete** (la început tuburi electronice, apoi tranzistoare). Caracteristic acestei perioade (cam pînă în 1960) este faptul că fiecărei probleme particulare de măsurare a unei mărimi neelectrice îi corespunde un aparat dedicat. Această soluție

era justificată economic, deoarece costul componentelor era atît de ridicat încît constituia o parte majoră din prețul final al aparatului.

● Odată cu dezvoltarea industrială s-au impus ca soluție standard sistemele de reglare automată a proceselor industriale; în aceste sisteme, *AEMC* își găsesc locul în mod firesc.

Schema bloc a unui **sistem de reglare automată care conține și un** *AEMC* este dată în figura 1.2. Pentru a fixa ideile, se va presupune exemplul clasic al reglării temperaturii într-o incintă. Informația asupra stării obiectului reglat (valoarea temperaturii în incintă) este prelucrată de aparatul de măsurat care realizează pe de o parte o evaluare cantitativă a stării obiectului reglat (generează, de exemplu, o tensiune proporțională cu temperatura) și, pe de altă parte — o afișare a ei (indică valoarea temperaturii în incintă). Semnalul care conține evaluarea cantitativă a stării obiectului este comparat într-un etaj comparator, cu un semnal de referință de aceeași natură obținîndu-se semnalul de eroare care comandă sistemul de execuție (în exemplul nostru — puterea în rezistențele de încălzire ale incintei) și care acționează asupra obiectului reglat în sensul reducerii semnalului de eroare și deci de menținere constantă a valorii mărimii reglate (temperatura incintei).

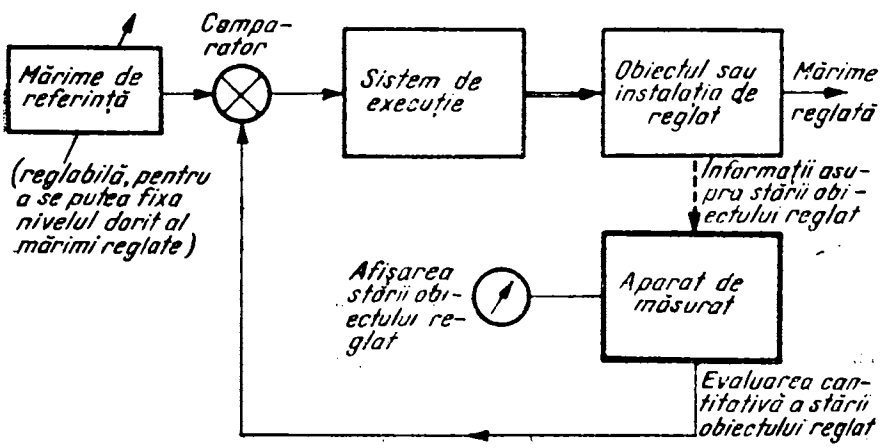

Mărime de referință
Comparator
Sistem de execuție
Obiectul sau instalația de reglat
Mărime reglată
(reglabilă, pentru a se putea fixa nivelul dorit al mărimi reglate)
Informații asupra stării obiectului reglat
Afișarea stării obiectului reglat
Aparat de măsurat
Evaluarea cantitativă a stării obiectului reglat

Fig. 1.2. Schema bloc a unui sistem de reglare automată care conține și un *AEMC*.

● Varianta de sistem de reglare automată prezentată în figura 1.2 este neconvenabilă deoarece presupune realizarea unui sistem dedicat pentru fiecare parametru reglat într-o aplicație particulară.

O soluție pentru această problemă o constituie **sistemele de măsurare și reglare automată unificate** (aceste sisteme au atins un maxim de producție în anii 1960...1975, fabricîndu-se și în prezent). În cazul acestor sisteme, ideea generală este de a asigura proiectantului și realizatorului de sisteme posibilitatea de a lucra cu elemente tipizate direct interconectabile. Fiecare element are semnalele de intrare și ieșire *unificate* (de exemplu un curent care variază de la 4 la 20 mA*), pentru a se putea realiza compatibilitatea necesară interconectării.

* Gama de variație a semnalului unificat nu începe de la 0 mA pentru a se putea deosebi între ele situațiile de *zero electric* (4 mA) și de absență totală a semnalului, ca urmare a existenței unui defect în sistem.

Schema bloc a unui sistem de măsurare și reglare unificat este dată în figura 1.3. Din figură, rezultă că un astfel de sistem unificat conține în plus, în afară de traductor și de elementele de reglare și execuție, două blocuri denumite *adaptoare*.

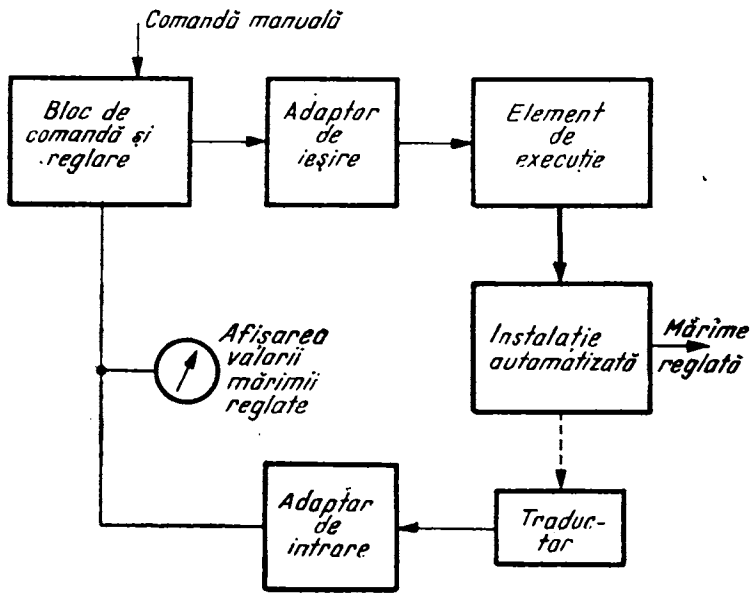


Fig. 1.3. Schema bloc a unui sistem de măsurare și reglare unificat.

Adaptorul de intrare transformă semnalul primit de la traductor în semnal unificat, iar *adaptorul de ieșire* aduce semnalul de la ieșirea blocului de comandă și reglare la nivelul necesar comenzii elementului de execuție. Elementul esențial al sistemului îl constituie blocul de comandă și reglare care conține referința, comparatorul, amplificatorul de eroare și elementul de comandă.

În această abordare a sistemelor unificate, realizarea unui sistem de măsurare și reglare a unui parametru de proces înseamnă completarea schemei bloc din figura 1.3 cu elemente care se găsesc în cataloagele firmelor specializate, proiectantului revenindu-i sarcina de a alege astfel elementele încît să realizeze cerințele de precizie, stabilitate etc.

○ **De remarcat faptul că** într-un sistem unificat aparatul de măsurat nu mai este o entitate fizică corespunzătoare schemei din figura 1.1 ; el este acum „*distribuit*" în schema sistemului.

Utilizarea sistemelor de măsurare și reglare unificate s-a impus ca o soluție viabilă datorită următoarelor **avantaje :**

— reducerea diversității elementelor necesare permite fabricarea lor în serii mari, deci ieftin :
— exploatarea și întreținerea (service) aparaturii devine mult mai simplă ;
— instalații din cele mai diverse se pot realiza rapid prin asamblarea unor elemente *prefabricate*.

Sistemele unificate reprezintă practic nivelul maxim de complexitate atins într-o instalație de măsurare și control în care informația, în esența sa, este purtată în întregime de semnale analogice.

● Etapa următoare a evoluției *AEMC* (al cărei debut se poate plasa convențional în 1970) o constituie **AEMC și sistemele de măsurare și control numerice.** *AEMC* numerice cunosc în prezent o dezvoltare explozivă ca urmare a revoluției tehnologice în domeniul componentelor, care a făcut accesibile la prețuri foarte scăzute circuitele integrate pe scară largă și foarte largă.

Avantajele prezentate de *AEMC* numerice (digitale) sînt evidente: precizie mult mai mare în obținerea și prelucrarea informației, precizie care nu se degradează în operațiile de transmitere la distanță (transmisia semnalelor digitale poate fi făcută mult mai puțin sensibilă la perturbații în comparație cu cazul semnalelor analogice), prezența informației sub formă numerică — fapt care facilitează conectarea directă cu calculatorul, viteza mare de lucru.

Echivalentul structurii *AEMC* din figura 1.1 în etapa actuală de dezvoltare a domeniului îl constituie *sistemul de achiziție de date.*

● **Structura tipică a unui sistem de achiziție de date** este indicată în figura 1.4.

Starea procesului sau a fenomenului măsurat este citită cu ajutorul unui traductor. În general semnalele la ieșirea traductorului sînt de nivel mic (de ordinul μV...mV), astfel că este necesară amplificarea lor.

Termenul de „amplificare" dă doar o imagine palidă a operațiilor care trebuie efectuate de fapt asupra semnalului. De exemplu trebuie rejectate componentele de mod comun, ieșirea poate fi în curent, impedanța sursei de semnal poate fi foarte mare astfel că amplificatorul trebuie să aibă și el o impedanță de intrare foarte mare fiind necesare tehnici de gardare, trebuie efectuate operații neliniare (multiplicare, divizare), sînt necesare filtrări etc.; ca urmare, este mult mai corect să vorbim despre „condiționarea" semnalului, înțelegînd prin acest termen eliminarea tuturor factorilor secundari și obținerea semnalului sub o formă convenabilă prelucrării ulterioare.

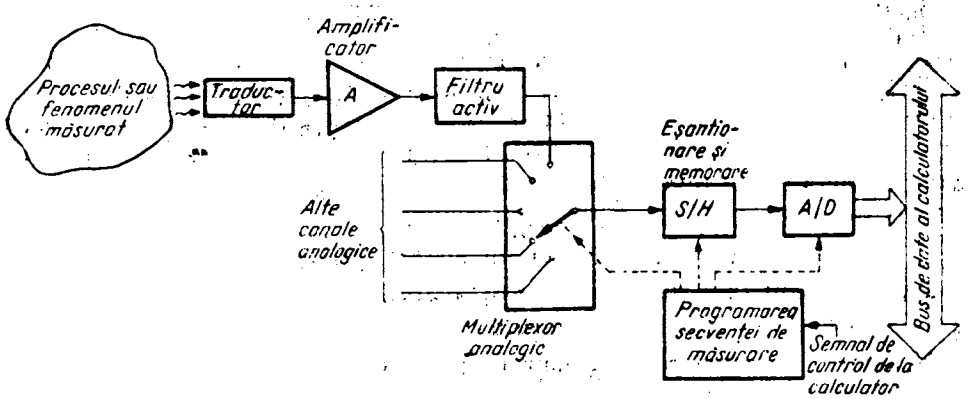


Fig. 1.4. Structura tipică a unui sistem de achiziție de date.

În schema din figura 1.4 amplificatorul și filtrul condiționează semnalul aducîndu-l la un nivel ridicat, de obicei în gama standard $\pm$10 V.

La intrarea multiplexorului analogic sosesc semnalele condiționate și de pe alte canale (de exemplu pe un canal sosește semnalul de temperatură, pe altul — semnalul de presiune, pe altul — semnalul de debit etc.).

Ieşirea multiplexorului debitează pe un circuit de eşantionare şi memorare (S/H) care menţine constant semnalul de intrare în convertorul A/D pe durata conversiei.

Prin intermediul busului de date al calculatorului, informaţia se preia de la convertorul A/D şi se prelucrează în calculator.

○ **Notă.** Desigur că sînt posibile şi alte configuraţii pentru sistemele de achiziţie de date. În exemplul din figura 1.4 multiplexarea se realizează la nivel mare (semnalul era condiţionat); acest lucru nu este obligatoriu, multiplexarea putîndu-se realiza şi la un nivel mic al semnalului.

• Realizarea unui **sistem automat de control al unui proces industrial în care se utilizează un sistem de achiziţie de date** este indicată în exemplul de principiu din figura 1.5.

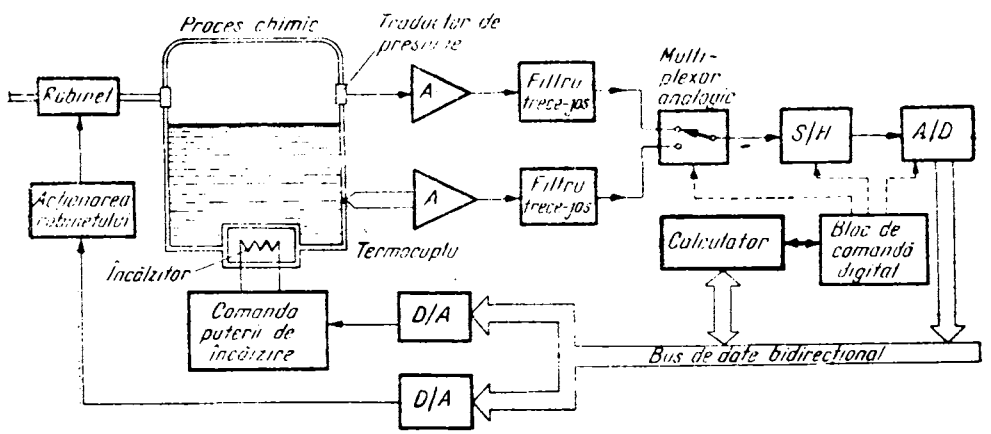


Fig. 1.5. Structura unui sistem automat de control a unui proces industrial în care se utilizează un sistem de achiziţie de date.

De la traductoare, semnalele analogice trec prin amplificatoare şi filtre spre multiplexor. Circuitul de eşantionare şi memorare (S/H) transferă informaţia spre convertorul A/D, care o transformă în reprezentarea sa digitală accesibilă calculatorului. Calculatorul prelucrează datele, determină eroarea faţă de valoarea dorită şi transmite semnalele de corecţie pe care convertoarele D/A le readuc la forma analogică necesară pentru comanda diverselor circuite de acţionare.

o **Este important să se observe că** *toate* blocurile care compun un sistem de achiziţie de date se fabrică în prezent — de către numeroase firme — fie ca circuite hibride, fie ca circuite monolitice, la preţuri din ce în ce mai scăzute. În aceste condiţii, problema realizării unui sistem de achiziţie de date devine o problemă de rutină.

Apariţia microcalculatoarelor a făcut ca un sistem de măsurare şi control să capete, de exemplu, forma descrisă în schema-bloc din figura 1.6. Această formă nu diferă principial de cea descrisă în figura 1.5. Diferenţa se găseşte în soluţia constructivă gîndită cu un puternic apel spre comoditatea şi flexibilitatea utilizării. În acest exemplu sistemul de achiziţie de date se montează într-un sertar, fiind separat de microcalculator. Diversele aplicaţii

implică o varietate extrem de largă a condițiilor concrete de realizare a sistemului atît în ceea ce privește semnalele furnizate de traductoare, cît și numărul de puncte de măsurare și viteza de baleiere a canalelor. Din aceste motive, fabricantul nu mai oferă un sistem de achiziție de date, ci subansambluri pe care utilizatorul le alege și le montează în sertar în funcție de cerințele aplicației concrete.

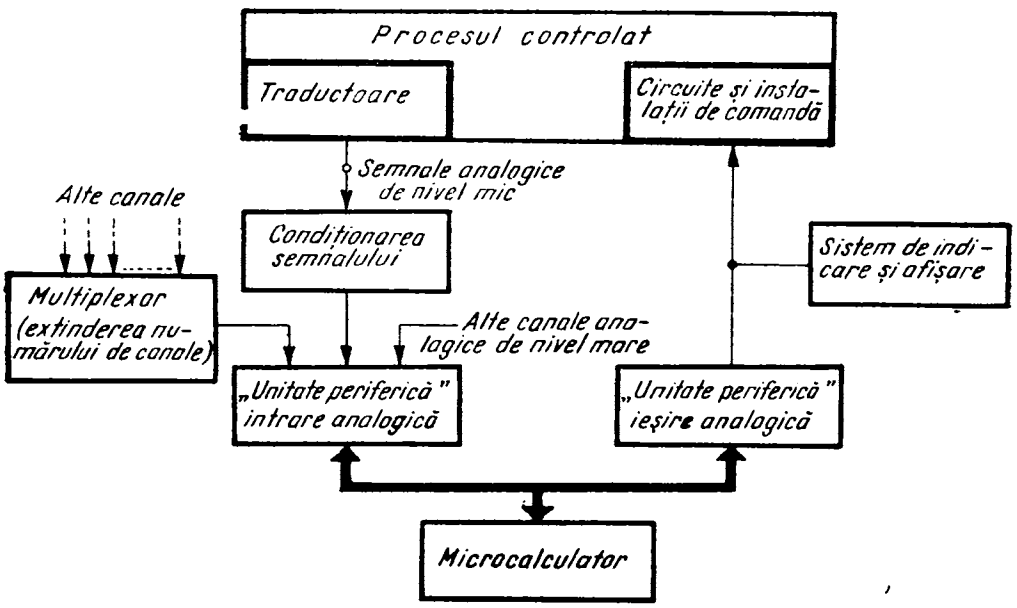


Fig. 1.6. Structurarea unui sistem de măsurare și control prin prisma utilizării microcalculatorului.

Fiecare subansamblu este realizat pe o placă cu cablaj imprimat. Deoarece pe o astfel de placă numărul de canale analogice este mai mic, pe ea își găsește loc și interfața digitală pentru comunicația cu microcalculatorul, fiecare subansamblu fiind tratat de către microcalculator ca o unitate periferică standard de intrare/ieșire. Aceste „periferice" realizează, de exemplu, următoarele funcții:

- 8...64 intrări analogice (numai A/D);
- multiplexor pentru expandarea numărului de intrări analogice;
- 1...8 ieșiri analogice (numai D/A);
- 8...32 intrări analogice combinate cu 1...4 ieșiri analogice (A/D și D/A).

Fiecare funcție poate fi specificată cu un număr de opțiuni, de exemplu intrări și ieșiri diferențiale sau nesimetrice, buclă de curent 4...20 mA, intrări de nivel mare (± 5 V sau ± 10 V), intrări de nivel mic (10...100 mV), cîștig programat prin soft etc.

O tendință puternică afirmată în ultimii ani, tendință indusă de dezvoltarea extraordinară a industriei de componente, este aceea de a se realiza **traductoare „inteligente"**. Este vorba de utilizarea tehnicilor de circuit integrat pentru realizarea structurii de traductor și a circuitului de prelucrare în același cip.

Obiectivul următor — mult mai dificil — este acela al realizării în totalitate pe un singur cip a unui sistem de achiziție de date.

1.3. CARACTERISTICILE GENERALE ALE ELEMENTELOR *AEMC*

1.3.1. CARACTERISTICILE STATICE

● Pentru a fixa ideile, vom considera unul dintre cele mai simple cazuri posibile: **un element** al unui *AEMC*, **care are o singură intrare și o singură ieșire.** Vom nota mărimea de ieșire y, iar mărimea de intrare x.

Dependența

$$y = f(x)$$

valabilă în regim staționar definește *caracteristica statică* a elementului. Este important să se observe că, în general, această dependență nu este liniară și că, mai mult, poate prezenta chiar discontinuități. O caracteristică tipică cu discontinuități este reprezentată în figura 1.7; ea corespunde elementelor cu *prag de sensibilitate* (numai după ce mărimea de intrare iese din intervalul $-\varepsilon_2, \varepsilon_1$ există semnal de ieșire).

În figura 1.8 se dă o caracteristică statică tipică pentru un traductor. Valorile x_{min} și x_{max}, respectiv y_{min} și y_{max}, constituie limitele *domeniului* sau *gamei de lucru* a elementului. Gama de lucru referită la intrare este

$$\bar{x} = x_{max} - x_{min}, \tag{1.1}$$

iar gama de lucru referită la ieșire este

$$\bar{y} = y_{max} - y_{min}. \tag{1.2}$$

Specificarea cantitativă a performanțelor unui element se face prin *coeficientul de transfer static*, k_s, definit de

$$k_s = \frac{\bar{y}}{\bar{x}} \tag{1.3}$$

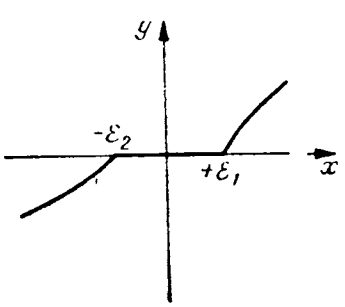


Fig. 1.7. Caracteristică statică cu discontinuități.

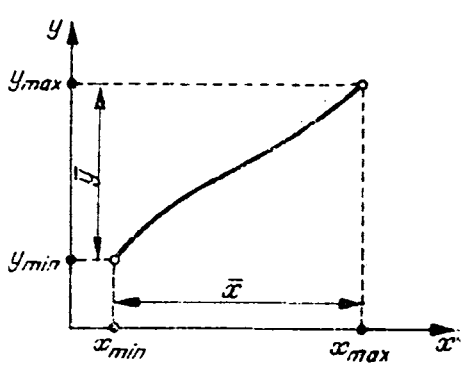


Fig. 1.8. Caracteristică statică tipică pentru un traductor.

și/sau prin *coeficientul de transfer diferențial*, k_d, definit de

$$k_d = \frac{dy}{dx} \cong \frac{\Delta y}{\Delta x}, \tag{1.4}$$

unde Δy, Δx **sînt** variații mici, finite, în jurul unui punct static de funcționare.

În cazul traductoarelor, coeficienții de transfer static și dinamic capătă denumirile de *sensibilitate medie*, S_s, și *sensibilitate diferențială*, S_d:

$$S_s = \frac{\bar{x}}{\bar{y}}; \tag{1.5}$$

$$S_d = \frac{dy}{dx} \cong \frac{\Delta y}{\Delta x}. \tag{1.6}$$

○ **De observat că,** în general, aceste sensibilități nu sînt adimensionale. Deseori se utilizează și *sensibilitatea relativă*, S_r, definită de

$$S_r = \frac{\frac{dy}{y}}{\frac{dx}{x}} \cong \frac{\frac{\Delta y}{y}}{\frac{\Delta x}{x}}, \tag{1.7}$$

deci care este raportul între variația relativă a mărimii de ieșire și cea a mărimii de intrare (în general într-un punct static de funcționare specificat).

● **În cazul elementelor cu mai multe intrări,** caracteristice statică din figura 1.8 se înlocuiește cu *o familie de caracteristici statice.*

1.3.2. CARACTERISTICILE DINAMICE

Regimul dinamic al unui element este caracterizat de faptul că atît mărimea de intrare, cît și mărimea de ieșire sînt dependente de timp: $x(t)$ și $y(t)$.

Comportarea în regim dinamic este dată de **caracteristica dinamică** definită ca *variația $y(t)$ care rezultă pentru o excitație $x(t)$ specificată.* În mod obișnuit, ca semnale de intrare standard se folosesc saltul treaptă, rampa și impulsul Dirac.

Caracteristica dinamică rezultă din ecuația diferențială care leagă mărimile x, y și derivatele lor de diverse ordine:

$$F(y, \dot{y}, \ddot{y}, \ldots, y^{(n)}; x, \dot{x}, \ddot{x}, \cdots, x^{(n)}, t) = 0. \tag{1.8}$$

În cele mai multe cazuri, această ecuație diferențială poate fi liniarizată și adusă la forma

$$a_n \frac{d^n y}{dt^n} + \ldots + a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 y = b_m \frac{d^m x}{dt^m} + \ldots + b_1 \frac{dx}{dt} + b_0 x, \tag{1.9}$$

în care $m < n$. *Funcția de transfer*, $K(s)$, se obține aplicînd transformarea Laplace

$$K(s) = \frac{y(s)}{x(s)} = \frac{b_m s^m + \ldots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + \ldots + a_1 s + a_0}, \tag{1.10}$$

expresie care corespunde cazului în care toate condițiile inițiale sînt nule.

În cazul în care semnalul de la intrare este sinusoidal ($x = X \sin \omega t$), expresia anterioară devine

$$K(j\omega) = \frac{b_m(j\omega)^m + \ldots + b_1(j\omega) + b_0}{a_n(j\omega)^n + \ldots + a_1(j\omega) + a_0}, \tag{1.11}$$

corespunzînd caracteristicii amplitudine în funcție de frecvență $A(\omega)$ și caracteristicii fază în funcție de frecvență $\varphi(\omega)$:

$$K(j\omega) = A(\omega)e^{j\varphi(\omega)}. \tag{1.12}$$

Marea majoritate a elementelor *AEMC* sînt caracterizate prin ecuații diferențiale liniare de ordinul 1 (element aperiodic) și de ordinul 2; în continuare, în calitate de exemplu, se vor analiza caracteristicile dinamice pentru astfel de elemente.

● **Elemente de ordinul 1.** Exemplele tipice de elemente de ordinul 1 apar în cazul unor circuite *RC*, *RL*, al unor resoarte puternic amortizate, al proceselor de încălzire sau răcire a corpurilor. În continuare, în calitate de exemplu, se va discuta *caracteristica dinamică a unui termometru*. Ceea ce urmărim să determinăm este evoluția în timp a temperaturii unui termometru cufundat brusc într-un mediu de temperatură dată, θ_m.

Variația în timp a temperaturii unui corp (a termometrului) este dată de legea lui Newton

$$d\theta = -\frac{1}{\tau}(\theta - \theta_m)dt, \tag{1.13}$$

unde θ este temperatura curentă a corpului, θ_m — temperatura mediului, t — timpul, iar τ — o mărime caracteristică procesului de schimb de căldură, dependentă de natura corpului și a mediului, de geometrie etc., care are ca dimensiune timpul.

Rescriind ecuația anterioară sub forma

$$\tau\frac{d\theta}{dt} + \theta = \theta_m, \tag{1.14}$$

devine clar că termometrul este un element de ordinul 1.

Soluția acestei ecuații, presupunînd că la $t = 0$, $\theta = 0$, este

$$\theta(t) = \theta_m(1 - e^{-t/\tau}). \tag{1.15}$$

Această soluție pune în evidență existența unei erori dinamice (determinate de inerția termică a termometrului), definită de

$$[\theta_m - \theta(t)]/\theta_m = e^{-t/\tau}.$$

De exemplu, pentru a avea o eroare dinamică mai mică de 1% este necesar să așteptăm pînă la citirea temperaturii un timp

$$t \geqslant \ln\frac{1}{0{,}01} = 4{,}6\tau. \tag{1.16}$$

● **Elemente de ordinul 2.** Exemplele tipice de elemente de ordinul 2 apar în cazul unor circuite *RLC*, al mișcării unor mase suspendate elastic, al mișcării bobinei unui galvanometru etc. În continuare, în calitate de exemplu, se vor discuta caracteristicile sistemului descris în figura 1.9, utilizat pentru măsurarea vibrațiilor, cunoscut sub numele de **accelerometru.** Sistemul se compune dintr-o masă m suspendată de un resort cu constanta k, în interiorul unei carcase rigide; mișcarea este amortizată prin introducerea unei rezistențe de frecare vîscoasă r. Mișcarea carcasei este descrisă de coordonata x, iar cea a masei m de coordonata y, referită la carcasă.

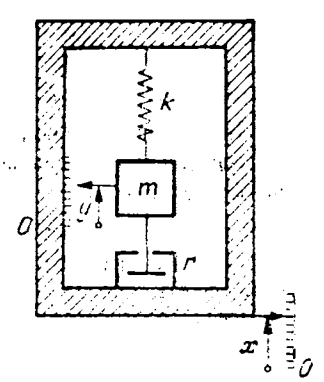


Fig. 1.9. Structura de principiu a unui accelerometru.

În condițiile în care carcasa are o deplasare $x(t)$, deplasarea $y(t)$ a masei m față de carcasă este descrisă de ecuația

$$\frac{d^2y}{dt^2} + \frac{r}{m} \cdot \frac{dy}{dt} + \frac{k}{m} y = -\frac{d^2x}{dt^2} = a, \tag{1.17}$$

unde a este accelerația deplasării x.

În funcție de ponderile pe care le au parametrii m, r, k, pentru răspunsul $y(t)$ al sistemului sînt posibile trei situații extreme:

• *Masă mare, amortizală slab (r mic), resort slab (k mic).* Neglijînd în ecuația (1.17) termenii ce conțin pe r și k, rezultă

$$\frac{d^2y}{dt^2} \cong -\frac{d^2x}{dt^2}$$

sau

$$y \cong -x, \tag{1.18}$$

deci răspunsul y oferă o informație despre deplasarea x (masa m rămîne fixă în spațiu, carcasa deplasîndu-se față de ea). În concluzie, *sistemul este sensibil la deplasarea x.* Dacă vrem să determinăm accelerația a, este necesar să derivăm de două ori răspunsul $y(t)$.

• *Masă mică, amortizare puternică (r mare), resort slab (k mic).* În acest caz, ecuația se reduce la

$$\frac{r}{m} \cdot \frac{dy}{dt} \cong -\frac{d^2x}{dt^2},$$

deci

$$y \cong -\frac{m}{r} \cdot \frac{dx}{dt}; \tag{1.19}$$

rezultă că *sistemul este sensibil la viteza de deplasare a carcasei.* Accelerația se poate obține derivînd o dată răspunsul $y(t)$.

• *Masă mică, amortizare slabă (r mic), resort puternic (k mare).* În acest caz se obține

$$y \cong -\frac{m}{k} \cdot \frac{d^2x}{dt^2} = -\frac{m}{k} a; \tag{1.20}$$

sistemul este sensibil la accelerația carcasei.

• **În concluzie,** rezultă că printr-o proiectare convenabilă a structurii unui astfel de sistem, putem obține răspunsuri complet diferite, funcționarea fiind de traductor de poziție, viteză sau accelerație.

Să analizăm în continuare și cazul de o importanță practică deosebită al **unei excitații sinusoidale,** $x = Xe^{j\omega t}$. Răspunsul are în acest caz forma $y = Ye^{j(\omega t+\varphi)}$.

După calcule simple, înlocuind expresiile pentru x și y în ecuația (1.17) se obține

$$A = \frac{Y}{X} = \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}{\sqrt{\left[1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + 4\xi^2\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}}; \tag{1.21}$$

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{2\xi \frac{\omega}{\omega_0}}{1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}, \tag{1.22}$$

unde $\omega_0 = \sqrt{k/m}$ este pulsația proprie de rezonanță a accelerometrului, iar $\xi = r/2\omega_0 m$ este coeficientul de amortizare.

Dependențele mărimilor A și φ de pulsația normată la pulsația de rezonanță sînt indicate în figura 1.10.

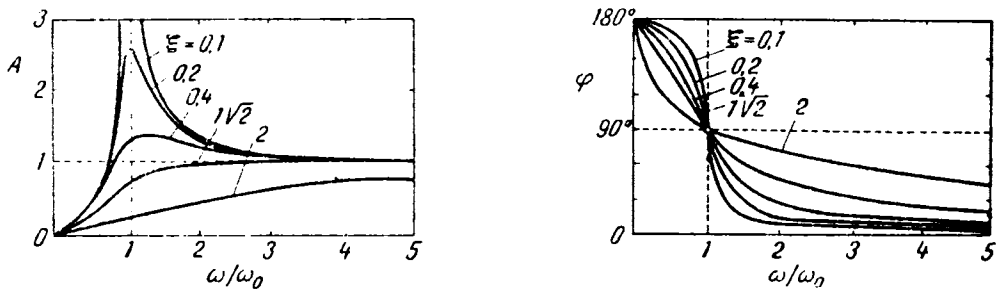


Fig. 1.10. Dependențele mărimilor A — relația (1.21) — și φ — relația (1.22) — în funcție de pulsația normată ω/ω_0.

• *Pentru pulsații mult mai mari decît pulsația de rezonanță* ($\omega/\omega_0 \gg 1$), $A \to 1$ și

$$Y \cong X, \tag{1.23}$$

sistemul fiind sensibil deci la deplasări. Cu cît amortizarea este mai puternică, cu atît această aproximație este mai proastă; aproximarea este bună pentru valori ale factorului de amortizare plasate în jurul valorii $\xi = 1/\sqrt{2} \cong 0{,}707$).

• *Pentru pulsații mult mai mici decît pulsația de rezonanță* ($\omega/\omega_0 \ll 1$) se găsește că

$$Y \cong \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 X, \tag{1.24}$$

ceea ce corespunde unui *sistem sensibil la acceleraţie.*

o De observat că sensibilitatea traductorului este invers proporțională cu ω_0^2.

• *În cazul unor amortizări foarte puternice* ($\xi > 2$) rezultă

$$Y \cong \frac{1}{2\xi} \cdot \frac{\omega}{\omega_0} X, \tag{1.25}$$

dependența $Y(\omega)$, liniară, indicînd un *sistem sensibil la viteza de deplasare* a carcasei.

Caracteristica de fază este de interes în cazul măsurării unei mărimi $x(t)$ nesinusoidale; variația neliniară a fazei cu pulsația duce la defazaje diferite pentru diversele componente spectrale, ceea ce este echivalent cu o modificare a formei de variație a mărimii măsurate. Din punctul de vedere al liniarității caracteristicii de fază, valoarea optimă a coeficientului de amortizare este $\xi = 1/\sqrt{2}$.

1.4. ERORILE *AEMC* ȘI ALE ELEMENTELOR LOR COMPONENTE

1.4.1. EXPRIMAREA CANTITATIVĂ A ERORILOR

● **Cauzele care determină erorile elementelor** și *AEMC* sînt *interne* (de exemplu modificare în timp a parametrilor părților componente, neliniaritățile lor intrinseci, zgomote, frecare etc.) și *externe* (de exemplu, variația temperaturii ambiante, a tensiunii rețelei de alimentare etc.). În ceea ce privește caracteristica statică, prezența erorilor statice face ca în planul (x, y) să apară un domeniu de existență al caracteristicii statice (fig. 1.11).

● **Referindu-ne la ieșire,** se definesc de obicei **două categorii de erori :**
— *eroare absolută*

$$\Delta y = y - y_0, \tag{1.26}$$

unde y este valoarea măsurată, iar y_0 — valoarea ideală sau adevărată a mărimii de ieșire ;
— *eroarea relativă*

$$\delta y = \frac{\Delta y}{y_0}. \tag{1.27}$$

De multe ori, elementul sau *AEMC* este caracterizat prin *gradul de precizie* sau *clasa de precizie*, definită de raportul

$$\frac{\text{eroarea absolută maximă}}{\text{gama de lucru}} = \frac{(\Delta y)_{max}}{\bar{y}} \cdot 100\ \%. \tag{1.28}$$

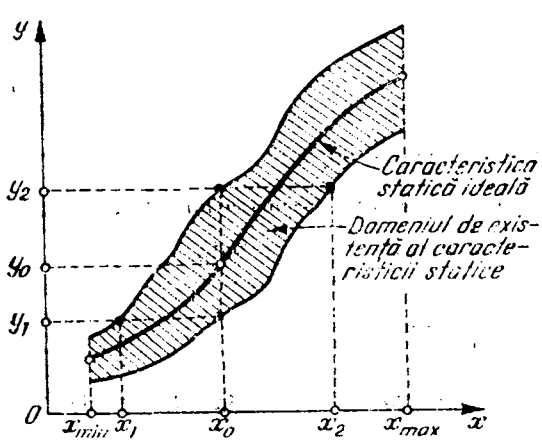


Fig. 1.11. Domeniul de existență al caracteristicii statice, rezultat al prezenței erorilor statice.

● **Dacă ne referim la intrare,** specificarea erorii se face prin intermediul *sensibilității utilizabile* sau a *pragului de sensibilitate*. Sensibilitatea utilizabilă se definește drept valoarea minimă, Δx, care produce o variație a mărimii de ieșire Δy egală cu cel puțin eroarea elementului, în condițiile în care valoarea mărimii de intrare x rămîne constantă. Luînd ca exemplu caracteristica statică din figura 1.11, sensibilitatea utilizabilă în jurul punctului de funcționare x_0 este

$$\Delta x_1 = x_0 - x_1, \tag{1.29,a}$$

sau

$$\Delta x_2 = x_2 - x_0. \tag{1.29,b}$$

Eroarea referită la intrare — respectiv *sensibilitatea utilizabilă* — se poate exprima și *sub formă relativă*, la fel ca eroarea referită la ieșire.

Sensibilitatea utilizabilă (pragul de sensibilitate) este o mărime foarte importantă deoarece ea fixează valoarea inferioară a variației mărimii de intrare care mai poate fi prelucrată cu încredere de elementul sau *AEMC*. În general, această limită inferioară se consideră de cîteva ori mai mare decît sensibilitatea utilizabilă.

1.4.2. PRINCIPALELE TIPURI DE ERORI ALE ELEMENTELOR ȘI *AEMC*

● **Eroarea instrumentală sau constructivă și erorile adiționale.** Eroarea instrumentală se definește ca fiind eroarea statică care apare în cazul în care condițiile de măsurare rămîn între anumite limite (date de *condițiile standard* specificate). Această eroare se datorește integral deficiențelor și limitărilor interne ale elementului sau *AEMC*.

Abaterile față de condițiile standard (variații de temperatură, presiune, tensiune de alimentare, frecvență etc.) introduc erori adiționale.

În funcție de cauza care o produce, **eroarea instrumentală** poate fi *de neliniaritate* (se exprimă ca o eroare relativă procentuală fie față de o caracteristică liniară ideală, fie față de o caracteristică liniară care aproximează cel mai bine caracteristica reală), *de histerezis* (eroarea depinde de sensul de evoluție al mărimii de la intrare) și *de etalonare*.

Etalonarea este o operație de ajustare a caracteristicii statice a elementului sau *AEMC* astfel încît să corespundă etalonului acceptat.

În legătură cu **eroarea de etalonare** se definesc *deriva de zero* și *deriva de sensibilitate* (fig. 1.12).

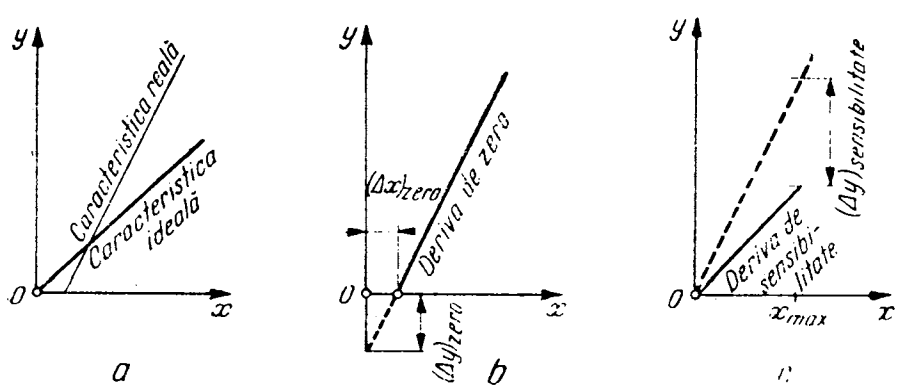


Fig. 1.12. Caracteristica statică reală și ideală *(a)* și imaginea grafică a derivei de zero *(b)* și a derivei de sensibilitate *(c)*.

Deriva de zero este dată de abaterea Δy a mărimii de ieșire față de valoarea ideală măsurată pentru o mărime de intrare nulă sau constantă (în marea majoritate a cazurilor această abatere se exprimă — referită la intrare — în mărimea de intrare echivalentă).

Deriva de sensibilitate este dată de abaterea mărimii de ieșire, față de valoarea ideală măsurată pentru x_{max} și cu deriva de zero corectată.

Reducerea la minimum a acestor erori se realizează prin etalonare periodică, prin etalonare automată, prin metode de compensare electrică și termică, prin specificarea unei durate de așteptare din momentul pornirii aparatului.

● **Erori datorate zgomotelor.** Zgomotele pot fi *exterioare* (de exemplu, descărcări electrice, cuplajul parazit cu rețeaua de alimentare, cuplajul parazit cu alte canale de măsurare etc.) și *interioare* (de exemplu, zgomotul termic). Reducerea la minimum a zgomotelor exterioare se realizează prin ecranări, prin filtrări și prelucrări specifice ale semnalului, iar a celor interioare — prin alegerea unor componente de zgomot redus și prin proiectarea adecvată a schemei.

● **Erori de instalare.** Aceste erori apar în cazul în care aparatul nu se utilizează în condițiile specificate de producător sau în cazul în care aparatul perturbă procesul măsurat.

● **Erori de manipulare.** Erorile de manipulare sînt determinate de reglajele incorecte, de utilizarea unor etaloane necorespunzătoare, de citiri incorecte etc. Eliminarea lor presupune o instruire temeinică a operatorului.

● **Erori dinamice.** Erorile dinamice apar în cazul măsurării unei mărimi care variază „prea repede" față de posibilitățile aparatului. O situație tipică apare, de exemplu, în cazul măsurării temperaturii; după cum rezultă din relația (1.16), pentru a avea o eroare mai mică de 1% trebuie să citim indicația termometrului după un interval de timp de cel puțin $4{,}6\tau$. Dacă am face citirea numai după un interval de timp egal cu o constantă de timp, rezultă o eroare — vezi relația (1.15) — de 37%.

Reducerea erorilor dinamice se poate realiza fie prin introducerea unor corecții care țin seama de caracteristica dinamică, fie prin modificarea convenabilă a circuitului de măsurare. Un exemplu pentru cea de-a doua metodă este indicat în figura 1.13: în serie cu termocuplul se introduce o rețea derivatoare care să accelereze procesul tranzitoriu de stabilire a temperaturii termocuplului. Deoarece — în conformitate cu ecuația (1.14) — funcția de

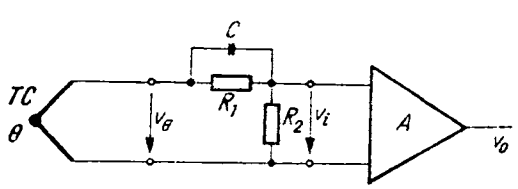


Fig. 1.13. Schema de principiu a unui circuit pentru accelerarea răspunsului tranzitoriu al unui sistem de măsurare cu termocuplu.

transfer a termocuplului este $S_0/(1+s\tau)$, unde S_0 este sensibilitatea, iar τ — constanta de timp a termocuplului, funcția de transfer globală va fi

$$\frac{v_o(s)}{\theta(s)} = \frac{v_0(s)}{\theta(s)} \cdot \frac{v_i(s)}{v_0(s)} \cdot \frac{v_o(s)}{v_i(s)} = \frac{S_0}{1+s\tau} \cdot \frac{\dfrac{R_2}{R_1+R_2}(1+sR_1C)}{1+s\dfrac{R_1R_2}{R_1+R_2}C} \cdot A \qquad (1.29)$$

Alegînd

$$R_1 C = \tau, \tag{1.30}$$

expresia caracteristicii de transfer devine

$$\frac{v_o(s)}{\theta(s)} = S_0 \frac{\dfrac{R_2}{R_1 + R_2}}{1 + s\dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C} A. \tag{1.31}$$

Se obține o funcție de transfer tot cu un singur pol; valoarea constantei de timp echivalente τ_e satisface inegalitatea

$$\tau_e = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C \ll \tau, \tag{1.32}$$

deci durata procesului tranzitoriu va fi mai scurtă. Pierderea de sensibilitate dată de $R_2/(R_1 + R_2)$ se compensează ajustînd valoarea cîștigului amplificatorului A. Prin această tehnică se pot obține pentru raportul τ/τ_e valori în gama 5...20.

2

TRADUCTOARE

2.1. LOCUL TRADUCTORULUI ÎN SCHEMA *AEMC* DIRECȚII DE DEZVOLTARE

Schema de principiu — și modul ei particular de structurare, corespunzător diverselor nivele de evoluție tehnologică în domeniul componentelor — a unui *sistem* sau *aparat electronic de măsurare și control* au fost descrise în capitolul 1.

Urmărind schema din figura 1.1 se constată că obiectul sau fenomenul de măsurat pune în evidență o mărime fizică inaccesibilă simțurilor umane (sau cel puțin imposibil de descris cantitativ de către om), care constituie informația primară despre starea obiectului sau a fenomenului măsurat.

TRADUCTORUL* transformă această mărime într-un semnal electric, care este transferat unui ELEMENT DE PRELUCRARE care realizează prin mijloace electronice toate modificările necesare ale semnalului electric pentru a putea fi în final prelucrat de un bloc de AFIȘARE prin care se comunică omului informația sub o formă cantitativă. Trebuie observat că în cazul funcționării într-un sistem automat de reglaj, pe lîngă blocul de afișare există și un bloc de ACȚIONARE (EXECUȚIE).

Traductorul constituie deci o parte esențială, specifică, a oricărui *AEMC*, deoarece el realizează „interfațarea" între lumea semnalelor neelectrice (semnale mecanice, termice etc.) și partea de prelucrare electronică a *AEMC*, parte în care informația are ca suport semnale electrice.

În domeniul sistemelor și *AEMC*, eforturile de cercetare și dezvoltare au avut pînă în prezent (1985) ca obiectiv principal elementul de prelucrare. Datorită tehnologiei planare, proiectantul și constructorul de astfel de sisteme au în orice moment la îndemînă în cantități mari și la prețuri mici componente LSI sofisticate (microprocesoare, memorii, convertoare *A/D* și *D/A*, amplificatoare operaționale, surse stabilizate etc.) datorită cărora realizarea blocului de prelucrare devine o chestiune de rutină, microelectronica asigurînd o imensă putere de prelucrare la un preț aproape nul!

Deoarece raportul performanță/cost pentru aceste componente a atins valori extrem de mari, în timp ce același raport este mult mai slab pentru

---

* Cuvîntul *traductor* derivă din verbul latinesc *traduco*, indicînd în mod uzual un dispozitiv care transferă energia de la un sistem la altul, în aceeași formă sau într-o formă modificată.

În domeniul măsurărilor neelectrice, cuvîntul **traductor** denumește generic *un dispozitiv în care un semnal de o natură dată este convertit într-un semnal de altă natură.*

traductoare și pentru elementele de afișare și acționare, devine limpede că în momentul de față în structura de preț a unui sistem sau *AEMC* limitările sînt introduse de blocurile de intrare și ieșire! Ca urmare, în ultimul deceniu s-au amorsat programe intense de cercetare și dezvoltare privind traductoarele, programe care își propun obținerea de traductoare ieftine și performante, care să permită pe de o parte diseminarea microelectronicii la nivelul aplicațiilor cerute, de exemplu, de calculatorul personal și de bunurile de larg consum (automobile, controlul și monitorizarea activităților domestice etc.), iar pe de altă parte să coboare cu ordine de mărime prețul sistemelor electronice de măsurare și control, preț în care astăzi traductoarele și elementele de afișaj și acționare au o pondere ridicată.

În dezvoltarea traductoarelor, una dintre căile „naturale" posibil de abordat este aceea de a utiliza ca material de bază siliciul, fructificînd potențialul imens pe care îl oferă acumulările tehnologice care caracterizează fabricația de componente LSI. Traductoarele care rezultă prin utilizarea ca material de bază a siliciului și a procesului planar (acompaniat eventual de etape tehnologice suplimentare care nu apar în fabricația de circuite integrate standard) se numesc *traductoare integrate** [E1]. Locul pe care îl ocupă traductoarele integrate în ierarhia traductoarelor rezultă din figura 2.1.

Pasul care urmează în mod logic după obținerea unui traductor integrat este acela de a realiza, simultan, în cipul din siliciu atît traductorul cît și elementul de prelucrare, parțial sau integral; se obține astfel — discutînd într-un sens foarte larg — un *„traductor integrat inteligent"*, care oferă la ieșire un semnal electric gata condiționat. Dintre funcțiile pe care le poate realiza un traductor inteligent se pot enumera: transformări de impedanțe și amplificare, îmbunătățind astfel raportul semnal/zgomot la ieșirea traductorului; compensarea efectelor date de variația de temperatură, de variația surselor de alimentare, corectarea neliniarităților, codarea și modularea semnalului de la ieșire, asigurarea redundanței, autotestare și semnalizarea situațiilor de funcționare anormală, luarea unor decizii, recunoașterea de semnale și eliminarea semnalelor nedorite, reducerea puterii consumate prin funcționare cu divizare în timp. Această listă pune în evidență calitățile esențiale ale traductoarelor integrate inteligente: îmbunătățirea majoră a calității

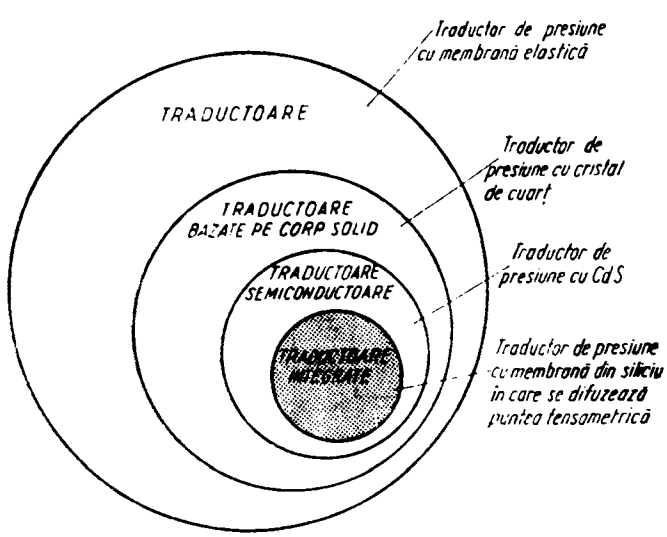

Traductor de presiune cu membrană elastică
TRADUCTOARE
Traductor de presiune cu cristal de cuarț
TRADUCTOARE BAZATE PE CORP SOLID
Traductor de presiune cu CdS
TRADUCTOARE SEMICONDUCTOARE
TRADUCTOARE INTEGRATE
Traductor de presiune cu membrană din siliciu în care se difuzează punte tensometrică

Fig. 2.1. Locul pe care îl ocupă traductoarele integrate în ierarhia traductoarelor.

* În literatura de limbă engleză termenii echivalenți care apar mai des sînt *„integrated sensors"* și *„silicon micro-transducers"*.

semnalului, a siguranței în funcționare și a preciziei, compatibilitatea cu calculatorul, reducerea dimensiunilor și a costului în condițiile producției de serie (în loturi mari).

În continuare, în acest capitol, după o clasificare a traductoarelor se vor prezenta principiile generale ale traductoarelor și o descriere a principalelor tipuri de traductoare utilizate în prezent, în funcție de domeniul de semnal neelectric corespunzător, insistîndu-se asupra realizărilor care au un statut clar de „poziție de catalog" la numeroase firme. Tot aici, urmînd aceeași strategie se vor prezenta și traductoarele integrate.

o Este însă important de menționat că numărul de realizări de traductoare integrate raportate de diverși cercetători este disproporționat de mare în comparație cu numărul de traductoare integrate disponibile pentru cumpărare, existente ca poziție de catalog. Acest fapt arată că ne aflăm încă într-o perioadă de început, de investigare a direcțiilor de urmat realizările de tip „standard industrial" fiind de așteptat.

2.2. CLASIFICAREA TRADUCTOARELOR [E2], [E3]

Înțelegerea faptului că într-un traductor modificarea naturii semnalului reflectă o conversie a unei forme de energie în altă formă de energie conduce la redesenarea schemei bloc a unui sistem de măsurare și control ca în figura 2.2. Se observă că se pun în evidență șase tipuri (domenii) de semnale: radiante (*RD*), mecanice (*MC*), termice (*TR*), magnetice (*MG*), chimice (*CH*) și electrice (*E*). De observat că, în comparație cu structura din figura 1.1, blocul de ieșire este denumit în mod mai general *traductor de ieșire* reflectînd astfel o stare de fapt*. De asemenea trebuie observat că deși în principiu în blocul de prelucrare se poate utiliza oricare dintre cele șase forme de semnal, cazul întîlnit în mod aproape unanim în realizările concrete de sisteme de măsurare și control corespunde operării cu semnale electrice. Exemple notabile de abateri

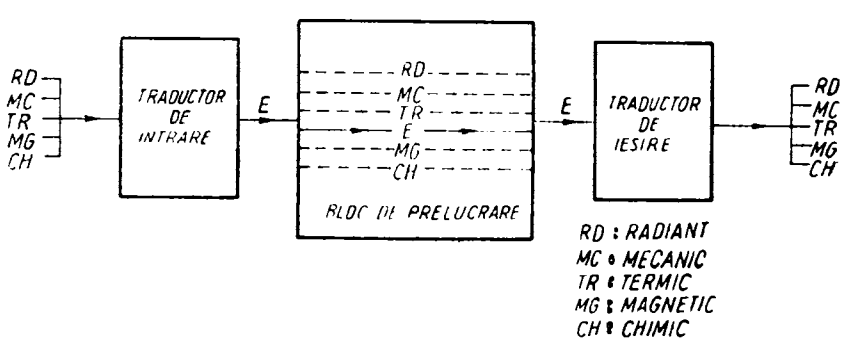


Fig. 2.2. Schema bloc a unui sistem de măsurare și control; se precizează tipurile (domeniile) de semnal.

* În traductorul de ieșire are loc conversia semnalului electric *E*, într-unul din cele cinci tipuri de semnal: *RD*, *MC*, *TR*, *MG*, *CH*.

Privit în mod general, traductorul de ieșire poate să realizeze una sau mai multe dintre următoarele patru funcții: AFIȘARE (într-o formă accesibilă simțurilor umane), ACȚIONARE, ÎNREGISTRARE (MEMORARE), TRANSMISIE.

de la această situație sînt date de optica integrată (în blocul de prelucrare se utilizează semnale radiante) și de dispozitivele bazate pe unde de suprafață (în blocul de prelucrare se utilizează semnale mecanice).

● Schema bloc a unui sistem de măsurare și control în versiunea sa din figura 2.2 sugerează un prim criteriu de clasificare a traductoarelor : **după tipul (domeniul) de semnal.** În acest sens, *traductoarele* sînt *pentru semnale radiante, mecanice, termice, magnetice* și *chimice.*

● Un alt criteriu de clasificare rezultă din **modul în care are loc transformarea semnalului în traductor.** Din acest punct de vedere *traductoarele* sînt *directe* și *complexe.*

În **traductoarele directe** mărimea neelectrică este convertită *direct* în semnalul electric de la ieșire. Funcționarea acestor traductoare se bazează pe faptul că o proprietate electrică ce caracterizează traductorul este dependentă nemijlocit de mărimea neelectrică de interes. Ca o ilustrare tipică se pot cita, de exemplu, *termorezistențele* și *termocuplurile.*

De cele mai multe ori, situația aproape ideală corespunzătoare traductoarelor directe nu se întîlnește : fie că nu există metode convenabile de transformare directă a mărimii neelectrice într-o mărime electrică, fie că mărimea electrică de la ieșirea traductorului nu depinde numai de mărimea neelectrică de măsurat, ci și de alți factori (perturbatori), determinați chiar de obiectul sau fenomenul măsurat sau de mediul ambiant.

În aceste situații se realizează **traductoare complexe,** în care conversia semnalului neelectric se face în mai multe etape intermediare și/sau structura traductorului se proiectează astfel încît să fie imunizată față de acțiunea factorilor perturbatori. Ca o ilustrare tipică se pot cita, de exemplu, *traductoarele diferențiale, traductoarele cu compensare* etc.

● Considerarea **principiului de funcționare** conduce la clasificarea traductoarelor în *traductoare parametrice* (sau *modulatoare*) și traductoare *generatoare* (sau *energetice*).

În cazul **traductoarelor parametrice,** semnalul neelectric determină modificarea unei proprietăți electrice a traductorului (rezistență, capacitate, inductanță, inductanță mutuală, coeficient de atenuare a radiației etc.). Punerea în evidență a modificării *necesită existența unei surse exterioare de energie* (sursa de activare). Ca exemple tipice se pot cita : *termorezistența, transformatorul diferențial, fotorezistența, piezorezistența, fotodioda, microfonul capacitiv* etc.

În cazul **traductoarelor generatoare,** semnalul neelectric determină generarea unei tensiuni electromotoare, a unui curent sau a unei sarcini. Ca exemple tipice se pot cita : *termocuplul, elementul fotovoltaic, traductoarele piezoelectrice.*

o **Notă.** Uneori pentru traductoarele parametrice apare denumirea de traductoare *pasive,* iar pentru cele generatoare denumirea de traductoare *active.* Aceste denumiri trebuie evitate deoarece sînt generatoare de confuzii : de exemplu, există componente electronice care, deși sînt pasive, se comportă ca traductoare active (generatoare).

Împărțirea traductoarelor în parametrice și generatoare are o importanță vitală din punctul de vedere al modului în care se face prelucrarea semnalului electric de la ieșirea traductorului : circuitele de prelucrare (măsurare) sînt complet diferite (vezi Capitolul 3).

● Un ultim criteriu de clasificare pe care îl luăm în considerare este dat de **forma semnalului electric de la ieşirea traductorului** : analog sau digital.

Traductoarele vor fi deci *analogice* sau *digitale.*

○ **Trebuie menţionat că** din clasa traductoarelor digitale fac parte şi traductoarele cu ieşire în impulsuri (exemple tipice : traductoare temperatură-frecvenţă, forţă-frecvenţă etc.).

Ţinînd cont de clasificările enumerate, se poate utiliza pentru descrierea unui traductor un set de *simboluri şi notaţii generale* — vezi figura 2.3 (S este semnalul, E este energia).

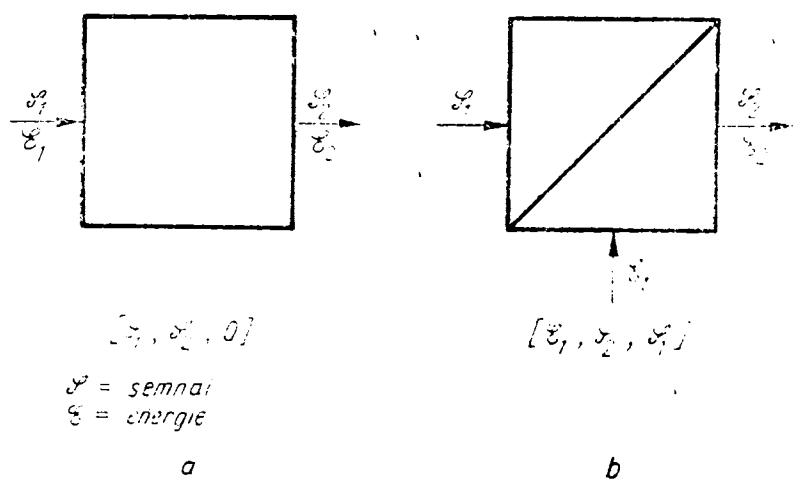


Fig. 2.3. Simbolul şi notaţia generală utilizate pentru un traductor parametric *(a)* şi pentru un traductor generator *(b).*

În figura 2.3, *a* sînt indicate [E3], simbolul şi notaţia prescurtată pentru un traductor generator, iar în figura 2.3, *b* — simbolul şi notaţia prescurtată pentru un traductor parametric. De exemplu, utilizînd aceste notaţii şi abrevierile din figura 2.2, un traductor fotovoltaic va fi descris de [*RD*, *E*, 0] un traductor fotoconductiv de [*E*, *E*, *RD*], un traductor piezoelectric de [*MC*, *E*, 0], un traductor piezorezistiv de [*E*, *E*, *MC*], un termocuplu de [*TR*, *E*, 0], o termorezistenţă de [*E*, *E*, *TR*], un traductor Hall de [*E*, *E*, *MG*], un traductor de *p*H de [*CH*, *E*, 0] etc.

Pentru un traductor complex, utilizarea notaţiilor din figura 2.3 pune în evidenţă semnalul, fluxul de energie şi sursele de energie care apar. Un exemplu, [*E* 3], este dat în figura 2.4, în care se consideră cazul unui traductor de deplasare optic (între o sursă de lumină şi un fotodetector se interpune o mască a cărei deplasare modulează intensitatea luminoasă a luminii ce ajunge la detector). Relaţiile care descriu acest traductor sînt :

$$[\text{TRADUCTOR}] = \begin{bmatrix}\text{SURSA DE}\\ \text{LUMINĂ}\end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix}\text{DEPLASAREA}\\ \text{MĂŞTII}\end{bmatrix} \cdot [\text{FOTODETECTOR}] \; ; \tag{2.1}$$

$$[E,\ E,\ MC] = [E,\ RD,\ 0] \cdot [RD,\ RD,\ MC] \cdot [E,\ E,\ RD]. \tag{2.2}$$

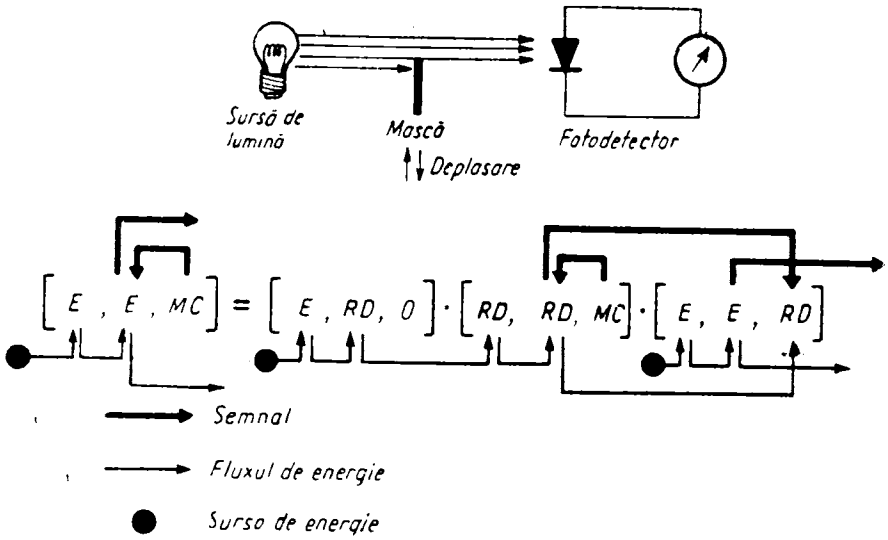


Fig. 2.4. Structura de principiu, fluxul semnalului și fluxul de energie pentru un traductor de deplasare optic.

2.3. PRINCIPIILE GENERALE ALE TRADUCTOARELOR

2.3.1. TRADUCTOARE ANALOGICE DIRECTE PARAMETRICE

● **Traductoare rezistive.** Expresia rezistenței unui fir de lungime l, cu secțiunea A și de rezistivitate ρ ($R = \rho l/A$) arată că traductoarele rezistive pot măsura mărimi neelectrice care influențează rezistivitatea (fotorezistențe, termorezistențe, termistoare, piezorezistențe, concentrații), lungimea și secțiunea transversală (sisteme reostatice, mărci termometrice, nivele de lichide conductoare). Trebuie menționat că de multe ori variațiile celor trei mărimi ρ, l, A nu sînt independente, un exemplu tipic constituindu-l mărcile tensometrice.

● **Traductoare capacitive.** În acest caz se pot măsura compoziții de substanțe (variația constantei dielectrice), deplasări, grosimi, nivele de lichid (variația dimensiunilor geometrice ale capacitorului care constituie traductorul).

● **Traductoare inductive.** Aceste traductoare sînt constituite dintr-o înfășurare realizată pe un miez de fier cu întrefier. Variația întrefierului determină modificarea inductanței. Domeniul tipic de utilizare este cel al măsurărilor de deplasări și grosimi.

● **Traductoare de tip transformator.** Efectul utilizat în acest tip de traductoare constă în variația cuplajului între două înfășurări ca urmare a acțiunii mărimii neelectrice. Domeniul tipic de utilizare este cel al măsurărilor de deplasări și grosimi.

● **Traductoare fotovoltaice.** Un traductor tipic este fotodioda (v. § 2.3.2).

○ **Observație.** Din punctul de vedere al circuitelor de măsurare, este extrem de important să se înțeleagă ca traductoarele parametrice *nu pot fi modelate întotdeauna ca elemente cu două borne.* De exemplu, un traductor capacitiv, deoarece trebuie să ținem seama de cablurile care leagă traductorul la circuitul de măsurare, va fi modelat ca element *cu trei borne* (fig. 2.5).

De observat că în mod obișnuit capacitățile C_{p1}, C_{p2} pot fi cu ordine de mărime mai mari decît capacitatea traductorului C_x! La un traductor rezistiv, dacă se ține seama de rezistența firelor de legătură, modelarea se face ca element *cu patru borne* (fig. 2.6, unde prin c_1, c_2 s-au notat rezistențele corespunzătoare firelor de curent, iar prin t_1, t_2 — rezistențele corespunzătoare firelor de tensiune).

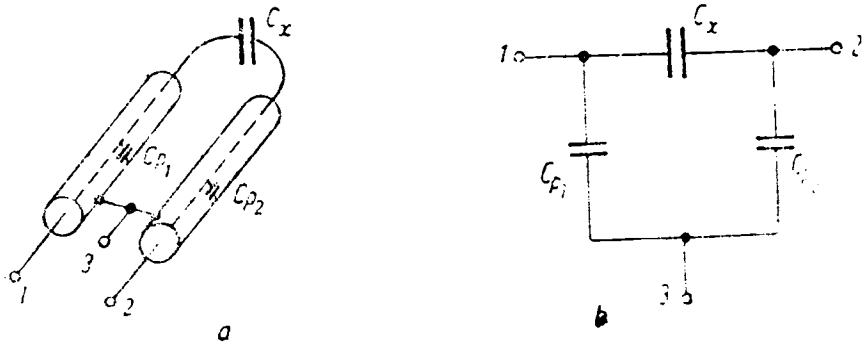


Fig. 2.5. Structura de principiu a unui traductor capacitiv *(a)* și modelarea sa ca element cu trei borne *(b)*.

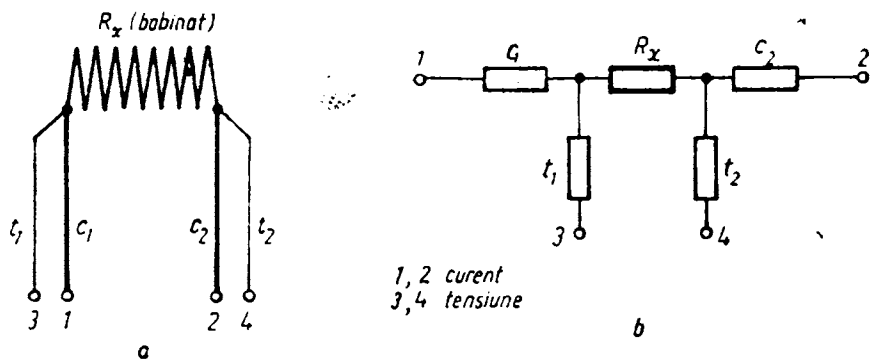


Fig. 2.6. Structura de principiu a unui traductor rezistiv *(a)* și modelarea sa ca element cu patru borne *(b)*.

2.3.2. TRADUCTOARE ANALOGICE DIRECTE GENERATOARE

● **Traductoare electrodinamice.** Este cunoscut faptul că tensiunea electromotoare indusă într-un conductor care se deplasează într-un cîmp magnetic este proporțională cu viteza de deplasare a conductorului. Această proporționalitate este exploatată în realizarea generatoarelor tahimetrice, a traductoarelor de vibrații și a debitmetrelor electromagnetice pentru lichide conductoare.

● **Traductorul termoelectric.** Traductorul termoelectric, denumit și *termocuplu*, este constituit din două conductoare realizate din materiale diferite sudate la cele două extremități (fig. 2.7). În circuit se dezvoltă o tensiune electromotoare, E, care depinde de temperaturile celor două suduri, θ_1 și θ_2, și de natura celor două conductoare:

$$E = f[(\theta_1 - \theta_2), \text{ natura conductoarelor}] \sim S_0\ (\theta_1 - \theta_2). \qquad (2.3)$$

Dependența liniară de diferența de temperatură este numai aproximativă. Sensibilitatea S_θ constituie o caracteristică pentru fiecare pereche de materiale conductoare care formează termocuplul.

Schema echivalentă a unui termocuplu este indicată în figura 2.7,*b*. Dependența de temperatură a tensiunii E este de ordinul a 7 μV/°C . . .80 μV/°C, în funcție de natura termocuplului. Rezistența internă r are valori mici, tipic — zeci de Ω.

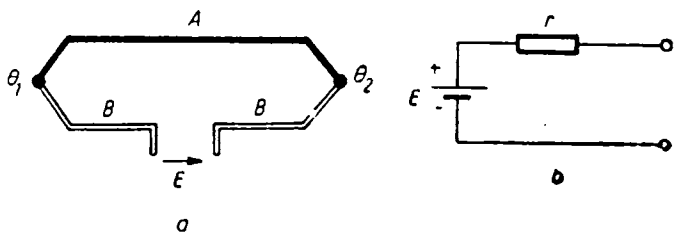
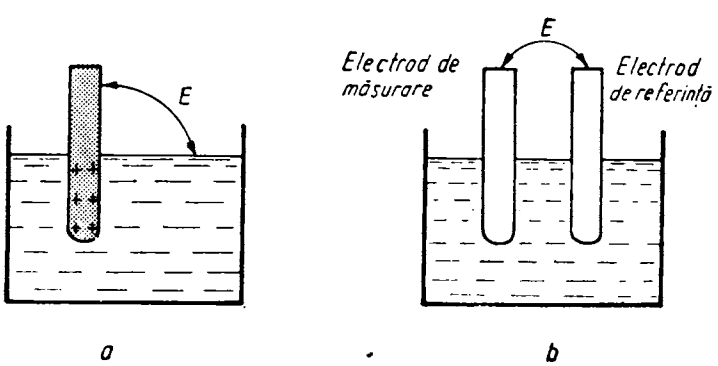


Fig. 2.7. Structura de principiu *(a)* a unui traductor termoelectric (termocuplu) și schema sa echivalentă *(b)*.

● **Traductoare electrochimice.** La suprafața de contact dintre un electrod metalic și o soluție care conține ionii acelui metal (fig. 2.8, *a*) sau între două soluții de concentrații ionice diferite, dintre care una este cunoscută iar cealaltă necunoscută, separate printr-un perete semipermeabil, apare o diferență de potențial care este dependentă de activitatea ionică, respectiv de concentrația soluției necunoscute. Prin măsurarea diferenței de potențial se poate determina deci concentrația soluției necunoscute în conformitate cu relația lui Nernst:

$$E = E_0 + \frac{RT}{nF} \ln a, \tag{2.4}$$

unde E este diferența de potențial, E_0 este potențialul de electrod — mărime specifică pentru metalul respectiv, R — constanta gazelor per-



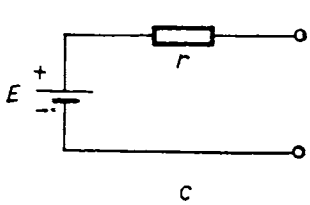


Fig. 2.8. Diferența de potențial dintre un electrod metalic și o soluție care conține ionii acelui metal *(a)*, structura de principiu a unui traductor electrochimic *(b)* și schema sa echivalentă *(c)*.

fecte (8 310 J/grd·mol), T — temperatura absolută, n — valența metalului (a ionilor), F — constanta lui Faraday (96 500 C/mol) și a — concentrația activă a ionilor în soluție. Dacă în relația anterioară se înlocuiesc valorile numerice, se găsește că

$$E = E_0 + (60 \text{ mV})\frac{T}{300}\log a, \tag{2.5}$$

unde T este dat în Kelvini.

Pentru a se putea măsura potențialul unui electrod față de soluție este necesară utilizarea a încă unui electrod — denumit *electrod de referință* — a cărui potențial față de soluție nu trebuie să se modifice în funcție de concentrația de ioni din soluție. Se formează în acest fel un „element galvanic" (fig. 2.8, *b*) a cărui schemă echivalentă este dată în figura 2.8, *c*. Tensiunea E are valori tipice de zeci de milivolți, iar rezistența internă r atinge pentru realizările curente valori mari, cuprinse în gama 1...1 000 MΩ.

● **Traductoare piezoelectrice.** Utilizarea efectului piezoelectric poate servi la realizarea de traductoare de forțe, presiuni, vibrații. Structura de principiu a unui traductor piezoelectric și schemele sale echivalente sînt date în figura 2.9. Sarcina electrică, Q, ce apare ca urmare a acțiunii forței F, este dată de relația

$$Q = kF, \tag{2.6}$$

unde k este *modulul piezoelectric*, exprimat în C/N.

Specific traductoarelor piezoelectrice este circuitul de măsurare denumit *amplificator de sarcină* (v. § 3.1.6), care „citește" variațiile sarcinii Q. Măsurarea tensiunii de la ieșirea traductorului cu ajutorul unui amplificator de tensiune se utilizează destul de rar, deoarece conduce la o scădere a sensibilității și a benzii de frecvență datorită capacității parazite a cablului care leagă traductorul de amplificator.

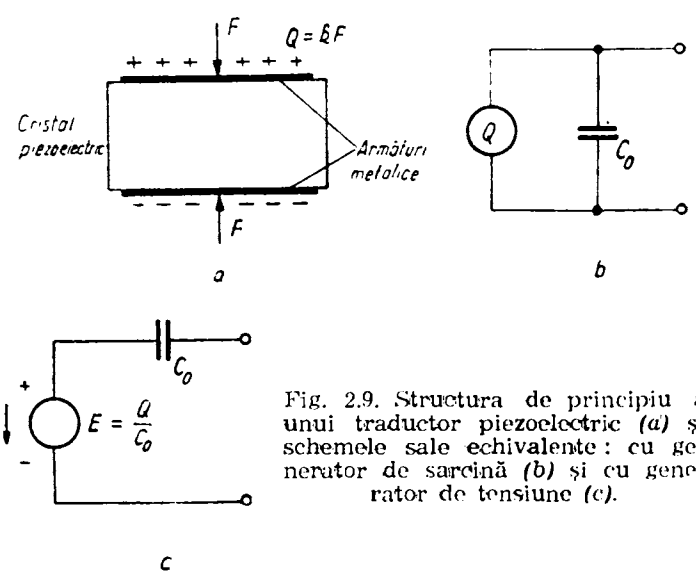


Fig. 2.9. Structura de principiu a unui traductor piezoelectric *(a)* și schemele sale echivalente: cu generator de sarcină *(b)* și cu generator de tensiune *(c)*.

● **Traductoare fotovoltaice.** Prin iluminarea unei joncțiuni *pn* caracteristica sa curent-tensiune se modifică după cum se arată în figura 2.10.

În cadranul *III* joncțiunea funcționează ca *fotodiodă* (traductor parametric). Dispozitivul se polarizează invers și se măsoară fotocurentul invers, I_Φ, care este proporțional cu fluxul luminos, Φ, ,

$$I_\Phi = S_\Phi \Phi, \qquad (2.7)$$

unde S_Φ este sensibilitatea fotodiodei. Deoarece ceea ce se poate măsura este curentul total

$$i_A = -(I_\Phi + I_R),$$

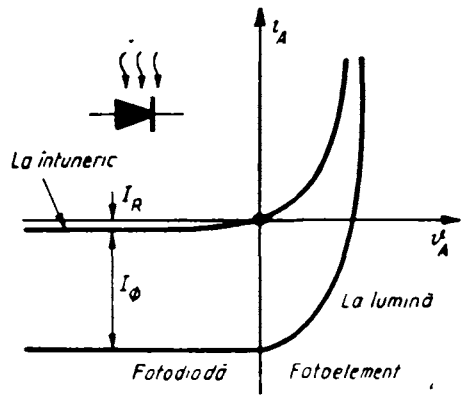


Fig. 2.10. Caracteristica curent-tensiune a unei joncțiuni *pn* la întuneric și la lumină.

trebuie ținut cont de eroarea pe care o poate introduce curentul rezidual I_R, puternic dependent de temperatură, sau circuitul de măsurare trebuie realizat astfel încît măsurarea să se facă în condiții de scurtcircuit. În acest ultim caz $v_A \equiv 0$ și se obține

$$i_A \mid_{v_A \equiv 0} = -I_\Phi. \qquad (2.8)$$

În cadranul *IV* joncțiunea funcționează ca *fotoelement* sau *celulă solară* (traductor generator), dispozitivul fiind conectat în acest caz pe o rezistență de sarcină. Regimul de generator se obține datorită separării — de către cîmpul electric existent în regiunea golită a joncțiunii — a electronilor și golurilor generate de radiația incidentă.

2.3.3. TRADUCTOARE ANALOGICE COMPLEXE

Existența traductoarelor complexe constituie un rezultat al încercărilor de a elimina o serie de dezavantaje tipice ale traductoarelor simple : dependența de factorii parazitți, sensibilitatea mică, consumul mare de energie din procesul măsurat.

● **Traductoare diferențiale.** Utilizarea unor structuri diferențiale în construcția traductoarelor oferă avantajele tipice corespunzătoare realizării diferențiale : (*a*) — reducerea majoră a efectelor date de factorii parazitți (mediul ambiant, îmbătrînirea componentelor), deoarece ei acționează ca factori de mod comun, și (*b*) — liniarizarea caracteristicii de transfer.

În calitate de exemplu, în figura 2.11 se prezintă schematic un traductor diferențial pentru deplasări și circuitul de măsurare tipic (o punte neechilibrată).

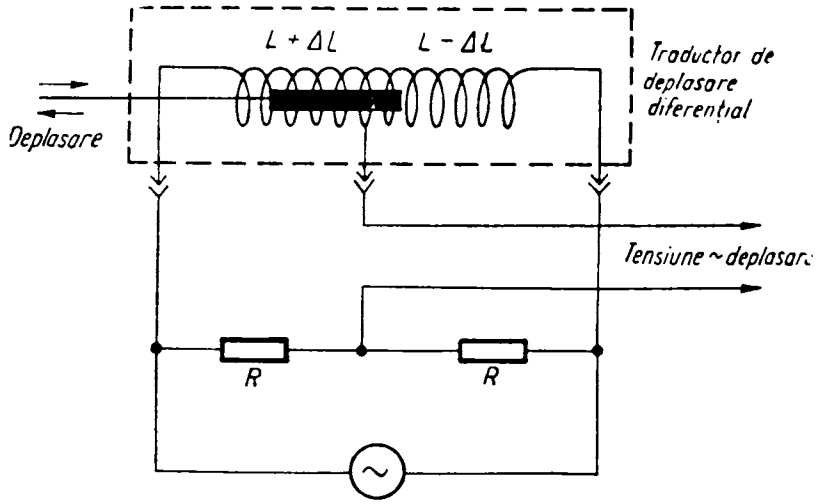


Fig. 2.11. Structura de principiu a unui traductor diferențial pentru deplasări.

● **Traductoare cu transformări succesive de mărimi.** În cazul acestor traductoare complexe se urmărește realizarea unor performanțe ridicate, prin utilizarea în lanțul de „traducere" a semnalului a diferitelor traductoare directe optime din punctul de vedere al conversiei mărimii neelectrice, al mărimii de ieșire etc.

Un exemplu de principiu este indicat în figura 2.12 (traductor de presiune).

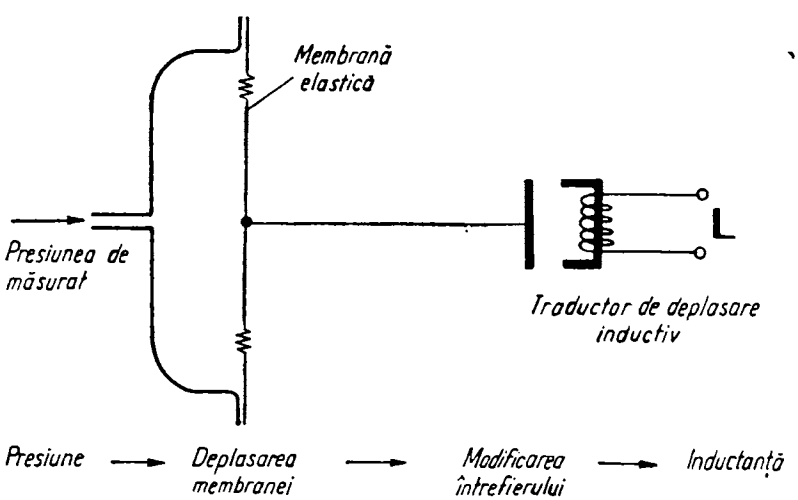


Fig. 2.12. Structura de principiu a unui traductor cu transformări succesive pentru măsurarea presiunii.

● **Traductoare cu compensare.** Traductoarele cu compensare sînt în fond sisteme cu reacție negativă. Utilizarea reacției negative face ca măsurarea și traducerea mărimii neelectrice să se realizeze practic fără consum de energie de la obiectul sau fenomenul măsurat, fapt care constituie o trăsătură definitorie pentru acest tip de traductoare.

Un exemplu de principiu pentru un traductor cu compensare destinat măsurării presiunilor este indicat în figura 2.13.

Analiza schemei din figura 2.13 pune în evidență o serie de avantaje esențiale, caracteristice traductoarelor cu compensare : (*a*) — la ieșirea traductorului semnalul este de putere mare (poate, eventual, comanda direct un organ de acționare), (*b*) — sarcina pe care lucrează traductorul nu îi afectează funcționarea, (*c*) — se poate asigura compensarea aproape totală a factorilor parazitți, (*d*) — se potrivește foarte bine utilizării în sisteme automate de măsurare în control.

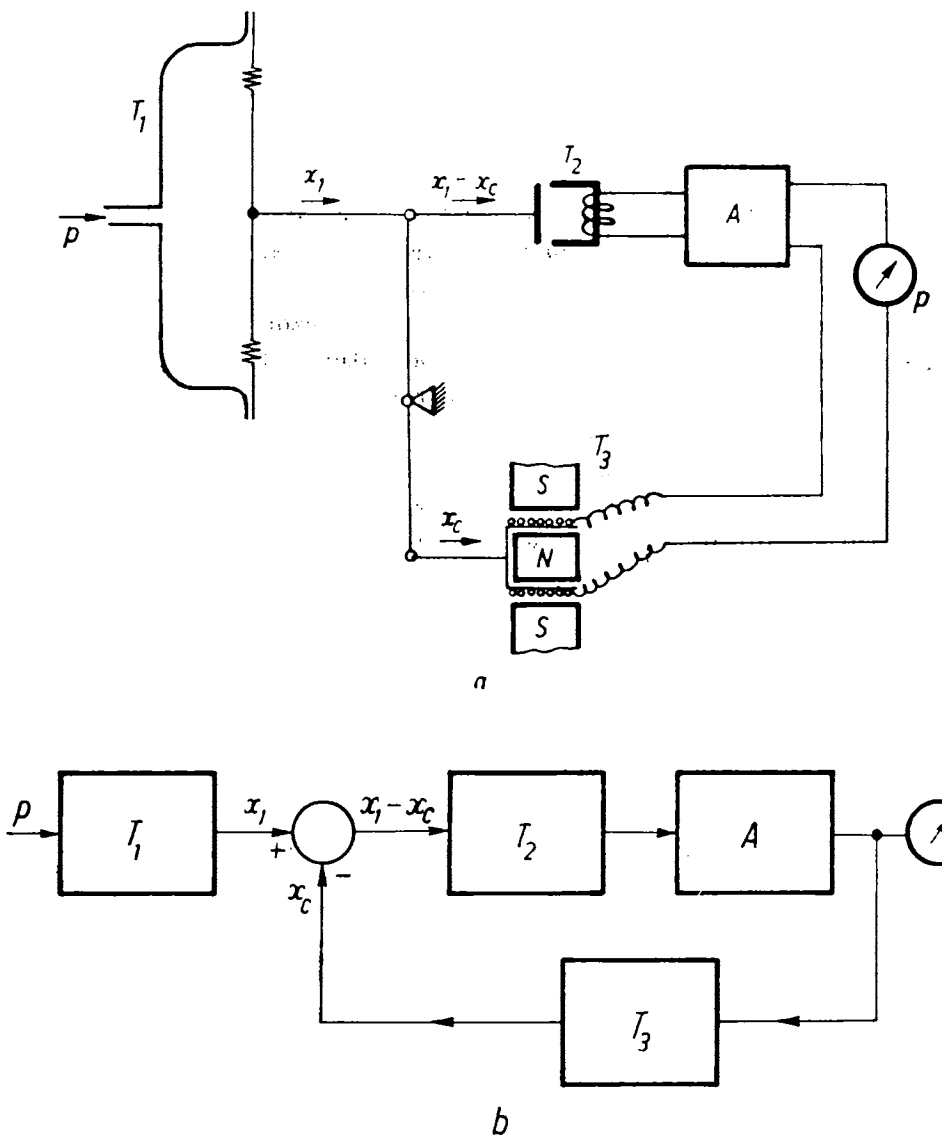


Fig. 2.13. Structura de principiu *(a)* și schema-bloc *(b)* a unui traductor cu compensare pentru măsurarea presiunii.

2.3.4. TRADUCTOARE ÎN FRECVENȚĂ

Mărimea de ieșire pentru aceste traductoare o constituie frecvența unei oscilații sinusoidale sau a unei succesiuni de impulsuri. Traductoarele în frecvență își găsesc o aplicare largă în special în domeniul telemăsurărilor, datorită atît faptului că asigură un raport semnal/zgomot superior cazului în care mărimea de la ieșire este o tensiune sau un curent, cît și faptului că în momentul de față dezvoltarea circuitelor digitale *LSI* permite măsurarea frecvenței cu mare precizie la un cost foarte redus*.

● **Traductor cu coardă vibrantă.** Acest traductor se utilizează pentru măsurarea forțelor, presiunilor, deformațiilor etc. Funcționarea sa se bazează pe legătura dintre frecvența proprie de rezonanță, f_0, a unei coarde și tensiunea mecanică existentă în coardă:

$$f_0 = \frac{1}{2l_0}\sqrt{\frac{\sigma_0}{\rho}} = \frac{1}{2l_0}\sqrt{\frac{F_0}{\rho A}}. \qquad (2.9)$$

În această relație l_0 este lungimea coardei, ρ — densitatea materialului din care este fabricată coarda, F_0 — forța cu care este întinsă coarda, A — aria transversală a corzii și $\sigma_0 = F_0/A$ — efortul unitar.

Observînd faptul că putem privi coarda ca un rezonator electromecanic cu un factor de calitate ridicat, apare în mod natural ideea de a realiza un oscilator, în care elementul care determină frecvența de oscilație să fie chiar coarda tensionată. O soluție utilizată este următoarea. Coarda este plasată între polii unui magnet permanent. Cu ajutorul unui traductor auxiliar (capacitiv sau inductiv), oscilațiile mecanice se transformă în oscilații electrice care după o amplificare se reintroduc în coardă sub forma unui curent. Ca urmare a interacțiunii curent-cîmp magnetic, asupra corzii se exercită o forță; în acest fel, bucla de reacție pozitivă electromecanică se închide menținînd oscilațiile corzii.

● **Modularea în frecvență a unui oscilator.** Traductoarele realizate pe acest principiu modifică frecvența de oscilație a unui oscilator prin includerea în circuitul oscilant a unui traductor capacitiv sau inductiv direct sau complex.

● **Traductoare integrate cu ieșirea în frecvență.** Aceste „traductoare" sînt de fapt sisteme electronice monolitice sau hibride compuse dintr-un traductor parametric sau generator și un convertor tensiune (curent) — frecvență.

Exemple tipice sînt „traductoarele" temperatură-frecvență și lumină-frecvență.

---

* Este interesant de observat că de multe ori — în special în cazul telemăsurării — condiționarea semnalului la locul de măsurare include o conversie tensiune-frecvență, astfel că un semnal de tensiune sau de curent este transformat într-un semnal de frecvență, beneficiindu-se astfel de avantajele enumerate anterior pentru traductoarele în frecvență. Realizarea conversiei tensiune-frecvență este astăzi o operațiune de rutină datorită realizării monolitice a unei game largi de convertoare V/F (I/F). La recepție, prin utilizarea unui convertor F/V (F/I) — și el accesibil în versiune monolitică — se poate obține semnalul de tensiune sau de curent.

● **Traductor cu reluctanţă variabilă.** Structura de principiu a unui astfel de traductor este indicată în figura 2.14. Prin mişcarea discului cu dinţi, fluxul magnetic prin bobina *B* variază. Ca urmare la trecerea fiecărui dinte la bornele bobinei apare un impuls. Evident turaţia axului pe care este fixat discul cu dinţi este dată de numărul de impulsuri care apare la bornele bobinei în unitatea de timp, împărţit la numărul de dinţi.

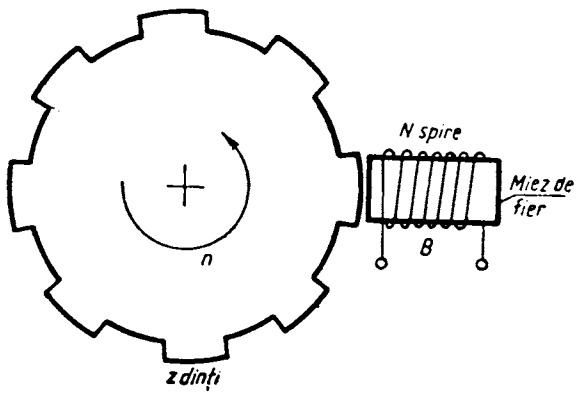


Fig. 2.14. Structura de principiu a unui traductor cu reluctanţă variabilă.

Avantajul important al acestor traductoare îl constituie lipsa de contact cu piesa în mişcare. De observat că la turaţii mici amplitudinea impulsului generat scade, deoarece scade şi viteza de variaţie a fluxului prin bobină.

Realizate sub diverse forme constructive (elice cu mai multe braţe — la capătul fiecărui braţ fiind plasat un mic magnet, şuruburi de oţel introduse în tamburi de material nemagnetic, lamele de turbine, senzorul fiind o bobină ca în figura 2.14 sau un senzor magnetic integrat), aceste traductoare îşi găsesc o largă aplicaţie la măsurarea turaţiilor sau a altor parametri ce pot fi convertiţi într-o turaţie (de exemplu, debitmetrele cu elice).

● **Traductoare fotoelectrice.** Întreruperea periodică a unei raze de lumină care se propagă între o sursă *S* şi un detector *D* (fig. 2.15, *a* şi *b*) este utilizată

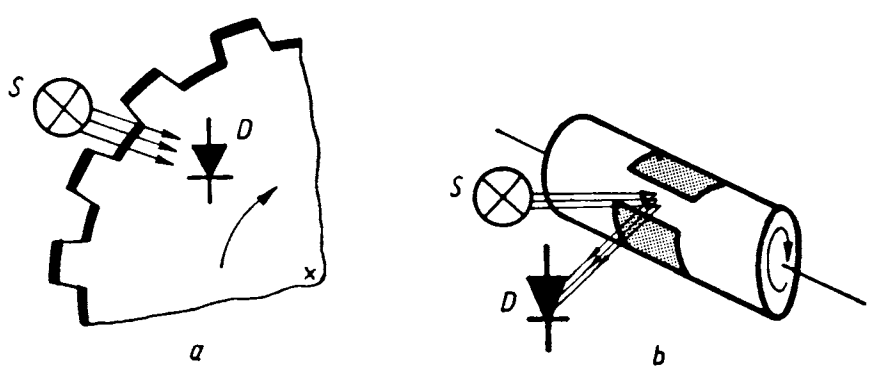


Fig. 2.15. Structura de principiu a unui traductor fotoelectric în impulsuri cu întreruperea fascicululuí de lumină direct *(a)* sau reflectat *(b)*.

pentru realizarea de traductoare în impulsuri pentru măsurarea turaţiilor, deplasărilor etc.

Absenţa contactului mecanic cu piesa în mişcare constituie o caracteristică esenţială a acestui tip de traductoare. Spre deosebire de traductorul cu reluctanţă variabilă, traductorul fotoelectric poate funcţiona pînă la

viteze de deplasare oricît de mici (chiar nule, în acest caz funcționînd ca traductor de poziție).

Forma tipică sub care se prezintă aceste traductoare este aceea a unui mic bloc realizat prin injecția unei rășini termoplastice în care sînt fixate sursa și detectorul. Pentru eliminarea efectelor pe care le introduce iluminarea ambiantă, se lucrează în infraroșu.

● **Traductor în durată de impuls.** Un exemplu tipic este dat în figura 2.16 (traductor pentru măsurarea debitului de gaz). Secțiunea conductei C fiind cunoscută, determinarea debitului se reduce la măsurarea vitezei v a gazului. Scînteile care se produc periodic la eclatorul E ionizează gazul. „Pachetele" de ioni sînt transportate de gaz. Ajungînd între plăcile P produc o mărire bruscă a conductivității spațiului dintre plăci. Deoarece distanța între eclator și plăcile P este cunoscută, pentru determinarea vitezei v este suficient să se măsoare intervalul de timp între impulsul de declanșare a scînteii și impulsul corespunzător prezenței pachetului de ioni între plăci.

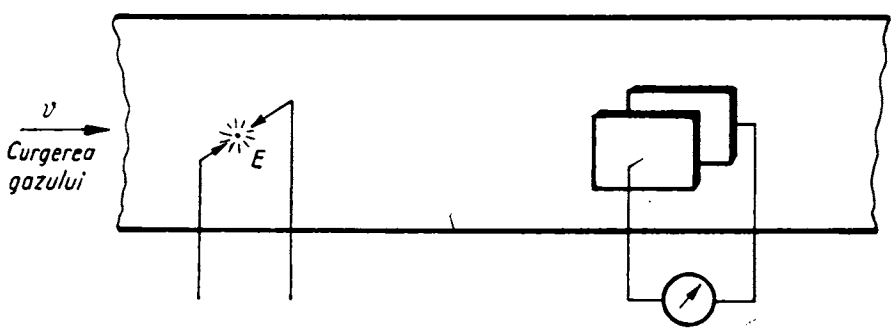


Fig. 2.16. Structura de principiu a unui traductor în impulsuri pentru măsurarea debitului de gaz.

Tot din clasa traductoarelor în durată de impuls fac parte și traductoarele care utilizează impulsuri de ultrasunete pentru măsurarea de grosimi, nivele de fluide în recipiente, debite (prin efect Doppler), pentru defectoscopie etc.

2.3.6. TRADUCTOARE NUMERICE

În mod obișnuit, prin traductoare numerice se înțelege de fapt un sistem complex în care un traductor analogic este urmat de un convertor A/D sau de un convertor V/F și un frecvențmetru.

Unul dintre puținele exemple de traductoare numerice adevărate îl constituie *discul de codare* a poziției unghiulare (fig. 2.17).

Pe disc sînt realizate sectoare transparente și opace, lumina dată de sursele $S_{1,2,3}$ ajungînd sau nu la detectorii $D_{1,2,3}$ în funcție de poziția unghiulară a discului. De exemplu, pentru cazul ilustrativ considerat în figura 2.17 deplasarea unghiulară este cuprinsă între 90° și 135°.

Utilizarea codului binar ca în figura 2.17 nu este convenabilă deoarece la trecerea din valoarea minimă în cea maximă a unghiului ($0 \rightarrow 7$) se schimbă toți biții, citirea eronată a unuia dintre biți putînd conduce la erori mari, grosolane ! Din acest motiv, în aceste discuri de codare se utilizează în exclusivitate codul Gray.

Rezoluţiile care se pot atinge cu aceste discuri de codare sînt de $2^{12}...2^{14}$. Firmele producătoare de discuri de codare le livrează sub forma unui ansamblu funcţional încapsulat (care conţine discul de codare, sursa de lumină, detectorii şi, de obicei, şi partea electronică de conversie din cod Gray în binar), care se ataşează direct la axul a cărui poziţie unghiulară se măsoară.

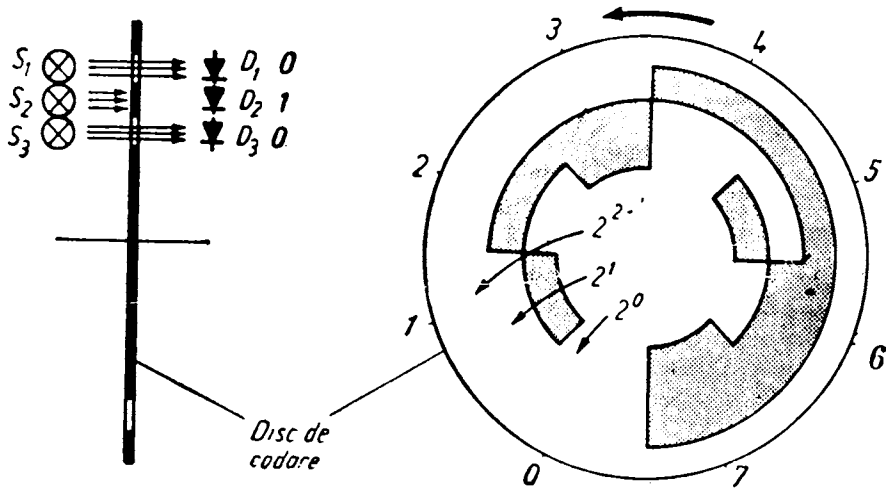


Fig. 2.17. Structura de principiu a unui disc de codare.

2.3.7. TRADUCTOARE CARE UTILIZEAZĂ RADIAŢII

● **Structurile tipice** ale traductoarelor care utilizează radiaţii sînt indicate în figura 2.18. Pentru toate structurile se constată o caracteristică esenţială: măsurarea fără contact mecanic cu obiectul supus măsurării.

În cazul structurii din figura 2.18, *a obiectul măsurat* (*M*) *este chiar sursa de radiaţii*, care emite un flux de radiaţii către detectorul *D*. Exemple tipice sînt pirometrele de radiaţie (în care dependenţa de temperatură a radiaţiei emise de un corp este utilizată pentru măsurarea temperaturii), spectrometrele de emisie şi o întreagă clasă de traductoare de poziţie, nivel, deplasare, viteză, debit care utilizează izotopi radioactivi încorporaţi în obiectul supus măsurării.

Interacţiunea radiaţiei emise de sursa S cu obiectul măsurat este utilizată în structura din figura 2.18, *b* pentru realizarea de traductoare de grosime, nivele, densităţi (determinînd atenuarea unor radiaţii nucleare) de concentraţii de soluţii colorate, suspensii (determinînd atenuarea sau difuzia luminii) şi pentru analiza compoziţici gazelor (determinînd spectrul de absorbţie în infraroşu sau ultraviolet).

Particularităţile reflexiei şi refracţiei radiaţiilor conduc la realizarea de traductoare cu structura din figura 2.18, *c* pentru măsurarea calităţii prelucrării unei suprafeţe, a deplasărilor unghiulare, a grosimii unor straturi

subțiri depuse pe strate de naturi diferite (prin retroîmprăștierea radiațiilor β), a compoziției lichidelor (datorită variației indicelui de refracție) etc.

Structura din figura 2.18, *d* — în care *obiectul măsurat obturează parțial sau total fluxul de radiație ce trece spre detector* — permite realizarea de traductoare pentru măsurarea deplasărilor, dimensiunilor poziției obiectului măsurat, a nivelelor de lichide (utilizînd radiații ionizante), pentru numărarea de obiecte etc.

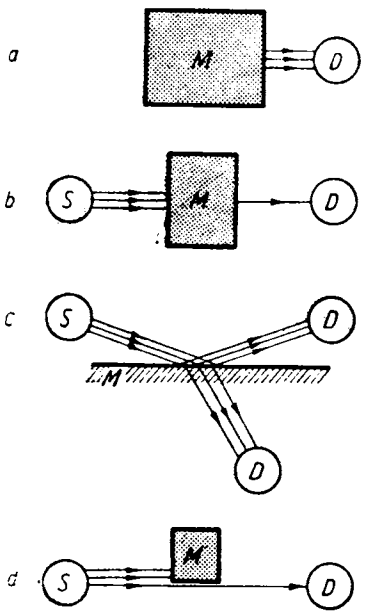


Fig. 2.18. Structurile tipice ale traductoarelor care utilizează radiații (*S* este sursa de radiații, *D* — detectorul de radiații, *M* — obiectul măsurat):

a — obiectul măsurat este și sursa de radiații; *b* — radiația este atenuată de obiectul măsurat; *c* — radiația este reflectată sau refractată de obiectul măsurat; *d* — fluxul de radiație este obturat parțial sau total de obiectul măsurat.

● **Sursele de radiații.** În vizibil și în infraroșu se folosesc lămpile cu incandescență [care au dezavantajul unei durate de funcționare reduse și a unei puternice dependențe a intensității luminoase, I, de tensiunea de alimentare, $U(I \sim U^5)$] și diodele electroluminescente — în special în aplicațiile de mică putere.

Dezvoltarea tehnologiei componentelor semiconductoare a condus la apariția ca sursă de radiație a *laserului cu semiconductoare*, care își găsește numeroase utilizări alături de celelalte tipuri de laseri în sistemele de măsurare a distanțelor prin interferometrie (cu aplicații în geodezie, mașini unelte etc.), în sistemele de memorare optică a datelor etc.

În ultraviolet sursa standard o constituie *lampa cu descărcare în vapori de mercur.*

Ca surse de radiații nucleare se utilizează aproape în exclusivitate *izotopii radioactivi.* În unele aplicații, ca sursă de radiații sînt folosite *acceleratoarele de particule* (betatron, acceleratoare liniare).

2.4. TRADUCTOARE PENTRU SEMNALE RADIANTE

2.4.1. TRADUCTOARE FOTOEMISIVE

Aceste traductoare sînt compuse dintr-un catod fotoemisiv și un anod care colectează fotoelectronii emiși. Efectul fotoelectric are loc numai pentru lungimi de undă mai mici decît o lungime de undă λ_0 specifică fiecărui catod, determinată de lucrul de ieșire, φ:

$$\lambda_0 \cong \frac{1{,}2}{\varphi\ [\text{eV}]}\ [\mu\text{m}]. \qquad (2.10)$$

Pentru realizarea fotocatozilor se preferă metalele alcaline (cesiu), deoarece au lucrul de ieșire mic și permit obținerea unei valori λ_0 mari.

Cei doi electrozi, catodul și anodul, sînt închiși într-un balon vidat sau umplut cu gaz. Sensibilitatea celulelor cu vid este de 20...50 μA/lm, iar a celor cu gaz — cu aproape un ordin de mărime mai mare.

Caracteristica spectrală este dată de natura materialului catodului.

Mărirea apreciabilă a sensibilității se realizează în *fotomultiplicatoare*, ajungîndu-se la valori de ordinul a zeci de A/lm.

2.4.2. TRADUCTOARE FOTOELECTRICE SEMICONDUCTOARE [D 17], [D 20]

Siliciul a fost și este utilizat în mod extensiv — fără a exclude însă și utilizarea altor materiale — pentru realizarea de traductoare de radiații pentru o bandă foarte largă, de la raze γ la infraroșu [D17], [D20]. Domeniile spectrale cele mai bine studiate sînt în vizibil și infraroșu apropiat; traductoare pentru acest domeniu sînt disponibile comercial din abundență.

● **Fotorezistențe.** Prin iluminarea unui semiconductor, în volumul său are loc o generare de purtători — prin trecerea electronilor din banda de valență în banda de conducție. În acest fel, odată cu iluminarea semiconductorului se obține o creștere a curentului ce străbate rezistența pentru o valoare dată a tensiunii aplicate (fig. 2.19). Pentru fotorezistențe se definesc o *sensibilitate integrală*, S_Φ, la o tensiune aplicată dată,

$$S_\Phi = I_\Phi / \Phi, \tag{2.11}$$

și o *sensibilitate integrală specifică*, $S_{\Phi s}$, care ține cont de faptul că I_Φ — curentul suplimentar generat prin iluminare — nu depinde numai de fluxul luminos Φ, ci și de tensiunea aplicată:

$$S_{\Phi s} = I_\Phi / \Phi V. \tag{2.12}$$

Uneori, pentru a aprecia sensibilitatea unei fotorezistențe se utilizează și raportul între valoarea rezistenței la întuneric, R_0, și valoarea rezistenței la lumină, R_E,

$$S_R = R_0 / R_E \tag{2.13}$$

măsurată la o iluminare specificată deoarece dependența $I_\Phi(E)$ unde E este iluminarea, $E = \Phi/A$ (A este suprafața fotorezistenței), nu este în general liniară, observîndu-se o scădere a sensibilității integrale o dată cu creșterea iluminării.

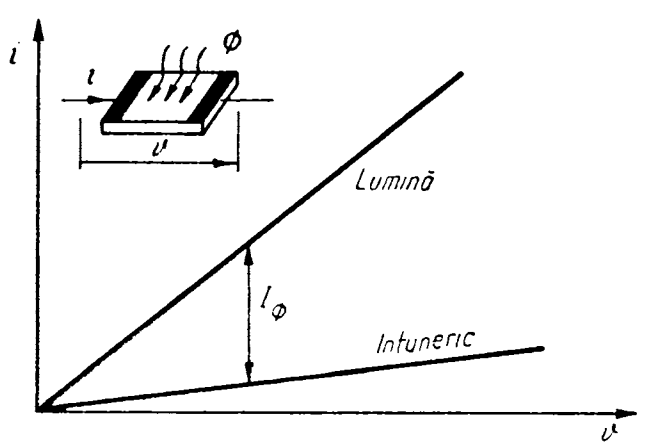


Fig. 2.19. Caracteristica curent-tensiune a unei fotorezistențe la lumină și la întuneric.

Caracteristica spectrală $I_\Phi(\lambda)$ pune în evidență o lungime de undă de prag λ_0 corespunzătoare lărgimii benzii interzise, dată de o relație identică cu (2.10). Exemple de caracteristici spectrale sînt date în figura 2.20.

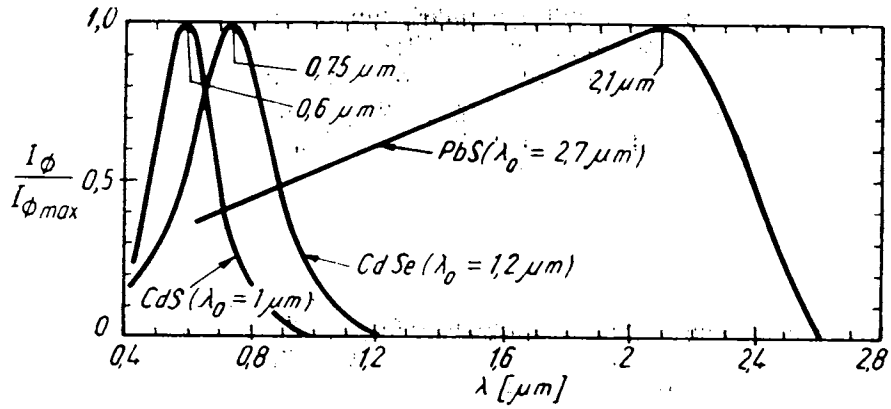


Fig. 2.20. Caracteristicile spectrale ale fotorezistențelor fabricate din *PbS*, *CdS*, *CdSe*.

Valorile tipice pentru parametrii caracteristici ai fotorezistențelor sînt următoarele : rezistența la întuneric : 0,1 . . .100 MΩ ; suprafața : 10. . .100 mm^2 ; tensiunile de lucru : 5 . . .200 V ; sensibilitatea integrală specifică : 500 . . . . . 20 000 μA/lmV ; variația cu temperatura a curentului I_Φ : aproximativ —0,1 . . . —3 %/°C ; constanta de timp de răspuns a curentului I_Φ : 5μs. . .5 ms.

În cazul traductoarelor integrate complexe, fotorezistențele se realizează în tehnologia planar standard sub forma unor rezistențe de tip *p* sau *n*. Radiația incidentă creează perechi electron-gol care determină scăderea rezistivității. Cerința de sensibilitate ridicată (timpul de viață trebuie să fie mare în comparație cu timpul de tranzit între contacte) face ca aceste dispozitive să lucreze performant numai la frecvențe joase.

● **Fotoelemente și fotodiode.** Caracteristica curent-tensiune a unei joncțiuni *pn* iluminate — punîndu-se în evidență funcționarea ca fotoelement sau ca fotodiodă — a fost dată în figura 2.10.

Fotodiodele se realizează în mod curent din *germaniu* (domeniul spectral 0,4 . . .1,8 μm) sau *siliciu* (domeniul spectral 0,4 . . .1,1 μm).

Îmbunătățirea răspunsului în frecvență se obține prin utilizarea unor structuri *p—i—n* sau prin utilizarea ca fotodetectori a unor diode Schottky (deoarece funcționează cu purtători majoritari). Domeniul spectral poate fi ajustat prin alegerea convenabilă a metalului diodei Schottky, ajungîndu-se chiar pînă în ultraviolet.

O creștere majoră a sensibilității se obține prin operarea fotodiodei la o tensiune inversă suficient de mare ca să se producă multiplicarea în avalanșă a purtătorilor generați.

Realizarea fotodiodelor prin implantare ionică permite modificarea caracteristicii spectrale prin variația parametrilor implantării, [E4].

Sensibilitatea integrală a fotodiodelor și fotoelementelor din siliciu se plasează în gama 0,1 . . .1 μA/lx.

Răspunsul spectral tipic al fotodiodelor din germaniu și siliciu, este indicat în figura 2.21 unde, pentru comparație, s-a trasat și curba de sensibilitate spectrală a ochiului omenesc și caracteristica spectrală a unui bec de iluminat cu incandescență.

● **Fototranzistoare, fototiristoare.** În cazul fototranzistorului, curentul generat este amplificat cu cîştigul în curent, rezultînd o sporire majoră a sensibilităţii.

Fototiristorul este compus dintr-un tiristor şi o diodă electroluminescentă încapsulate în aceeaşi capsulă; ca urmare, caracteristicile de comandă vor fi cele ale diodelor electroluminescente.

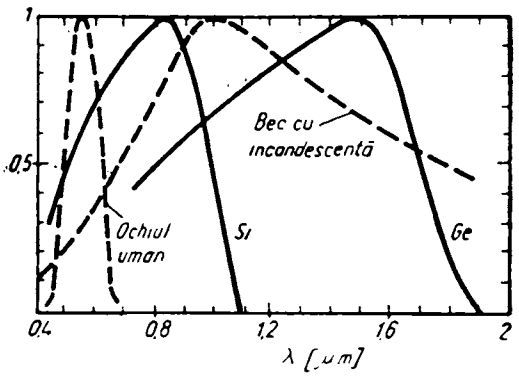


Fig. 2.21. Caracteristicile spectrale tipice ale fotodiodelor din germaniu şi siliciu, ale unui bec cu incandescenţă şi caracteristica spectrală a ochiului omenesc.

● **Optocuploare.** Combinaţia diodă electroluminescentă (emiţător) — fototranzistor (receptor) încapsulate în aceeaşi capsulă constituie un optocuplor. Caracteristica de transfer $i_0(i_i)$ este neliniară, deci circuitele de măsurare care utilizează optocuploare trebuie proiectate astfel încît să înlăture efectele date de neliniaritatea caracteristicii de transfer.

O O **observaţie generală** de importanţă practică deosebită este aceea că fototranzistoarele, fototiristoarele şi optocuploarele permit izolarea circuitului de comandă de calea de semnal (permit izolarea galvanică).

● **Dispozitive cu cuplaj prin sarcină, [D19].** Imaginea cea mai simplă a acestor dispozitive cu cuplaj prin sarcină (*CCD**) este cea a unor capacitoare *MOS* „puse" unul lîngă altul într-un cip din siliciu: se obţine astfel un registru *CCD*. Proiectînd o linie de imagine pe acest registru, în fiecare capacitor *MOS* se generează sarcini proporţionale cu fluxul luminos. Manipulînd potenţialul grilelor capacitoarelor *MOS*, aceste pachete de sarcină pot fi deplasate în lungul registrului obţinîndu-se la ieşire un semnal serie proporţional cu fluxul luminos corespunzător fiecărui punct al liniei de imagine.

Prin poziţionarea paralelă a unor astfel de registre *CCD*, se poate obţine citirea unor imagini bidimensionale. Traductoarele de imagini bidimensionale îşi găsesc o arie de aplicaţie foarte largă în sistemele videocaptoare în timp real utilizate în televiziune, în realizarea roboţilor industriali, în sistemele de supraveghere etc.

Dispozitivele de tip *CCD* ocupă un loc important şi în aplicaţiile de captare de imagini în infraroşu şi la nivele de iluminare reduse.

● **Traductoare complexe integrate.** Un exemplu tipic îl constituie *traductoarele lumină-frecvenţă*. O soluţie, [E5], utilizează dependenţa timpului de propagare printr-o poartă I^2L în funcţie de curentul de injector. Se poate astfel construi cu porţi logice un oscilator în inel, a cărui frecvenţă este dependentă de valoarea curentului de injector. Obţinînd curentul de injector prin iluminare, rezultă un oscilator a cărui frecvenţă este controlată de fluxul luminos.

O altă soluţie (aplicabilă pentru orice tehnologie *MOS*) face apel la comutarea comandată a unui bistabil *RS* de către fotocurenţii generaţi de două fotodiode existente pe cip, [E6]. Încorporarea fotodiodelor în circuitele in-

* Prescurtarea *CCD* vine de la iniţialele cuvintelor din limba engleză Charge-Coupled Devices.

tegrate nu perturbă cu nimic procesul planar și conduce la realizarea de traductoare complexe care oferă la ieșire fie un semnal *proporțional* cu fluxul radiației incidente, [E7], fie lucrează în regim de „*comparator*" de lumină, [F5].

2.4.3. TRADUCTOARE DE RADIAȚII NUCLEARE BAZATE PE IONIZARE

Structura de principiu a unui detector de radiație bazat pe ionizare este prezentată în figura 2.22. Anodul este un fir foarte subțire, iar catodul — un cilindru metalic de 1 . . . 5 cm diametru. Tot sistemul de electrozi se introduce într-un balon în care se află un gaz.

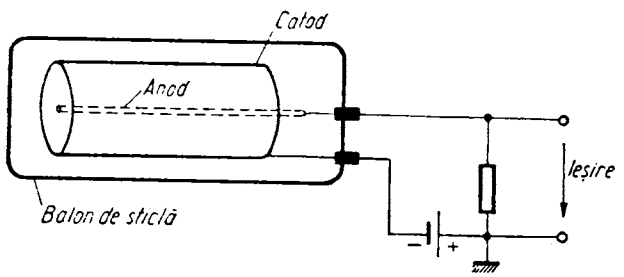


Fig. 2.22. Structura de principiu a unui detector de radiație bazat pe ionizare.

O dată cu pătrunderea unei particule ionizante în spațiul dintre catod și anod, în gaz se formează ioni și electroni care sînt colectați de catod, respectiv de anod.

Sarcina colectată de electrozi pentru un flux dat de particule ionizante depinde de tensiunea aplicată (fig. 2.23).

În regiunea I viteza de mișcare a ionilor este atît de mică încît o bună parte dintre ei se recombină înainte de a ajunge la electrozi; ca urmare sarcina colectată crește liniar cu tensiunea aplicată.

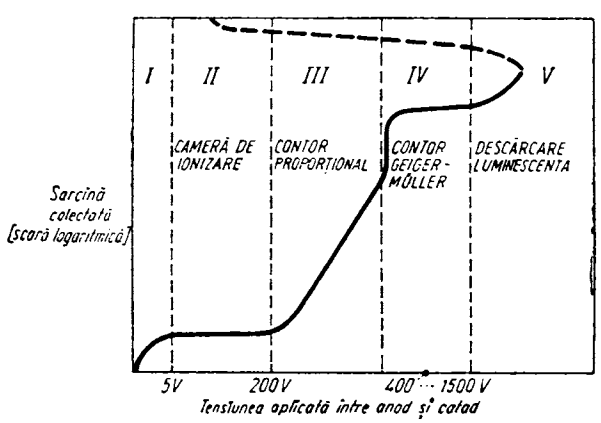


Fig. 2.23. Dependența sarcinii colectate (la scară logaritmică) în funcție de tensiunea anod-catod aplicată detectorului de radiație bazat pe ionizare (valorile indicate pentru tensiune sînt tipice).

În regiunea II sarcina este colectată în totalitate: rezultă un palier al caracteristicii. Detectorul care funcționează în această regiune este denumit *cameră de ionizare*. Camera de ionizare produce un impuls de curent a cărui amplitudine este proporțională cu numărul de ioni produși de particula ionizantă. Natura și intensitatea radiației pot fi deduse din numărul și amplitudinea impulsurilor obținute, camera de ionizare lucrînd în regim de *numărare*. În cazul fluxurilor de radiații de valori suficient de mari — cum sînt cele întîlnite în sistemele de măsurare și control — se măsoară curentul mediu debitat de cameră: camera de ionizare lucrează în regim de integrare. Curenții mici debitați (camera de ionizare este echivalentă unui generator de curent constant) fac necesară realizarea unei rezistențe de izolație de 10^{15} Ω sau mai

mult (utilizarea unui inel de gardă pentru a elimina efectele date de curenții de scurgere pe suprafață este curentă).

În regiunea III intensitatea cîmpului electric este atît de mare încît apare multiplicarea datorită ionizării prin șoc. Se obțin amplificări de $10^4 \ldots 10^5$ ale impulsului inițial de curent, devenind astfel posibilă discriminarea între particulele α și β. De asemenea se pot detecta neutronii lenți prin utilizarea ca gaz de umplere a BF_3 (ca urmare a reacției $^{10}B + n \rightarrow {}^7Li + \alpha$ care are loc în gazul din contor, se detectează impulsurile date de particulele α, care sînt mult mai mari decît impulsurile date de radiația γ).

Detectorul care funcționează în regiunea *III* este denumit *contor proporțional.*

În regiunea IV cîmpul electric (localizat practic în jurul electrodului central) este atît de puternic, încît o singură pereche ion-electron este suficientă ca să ionizeze prin avalanșă întreaga cantitate de gaz din contor într-un timp tipic mai mic de o microsecundă. După ce s-a produs descărcarea, detectorul are un timp mort în care nu mai este sensibil la radiația ionizantă. Acest timp mort corespunde timpului necesar pentru recombinarea ionilor din volumul contorului.

Detectorul care funcționează în regiunea *IV* este denumit *contor Geiger-Müller.*

Prin creșterea în continuare a tensiunii în detector apare o descărcare luminescentă autonomă; particulele ionizante care pătrund în contor nu mai sînt sesizate.

2.4.4. DETECTOARE DE RADIAȚII NUCLEARE CU SEMICONDUCTOARE

Acest tip de detectoare constă dintr-o joncțiune *pn* sau o diodă Schottky realizate într-un material foarte slab dopat, formîndu-se astfel o regiune de sarcină spațială (regiunea golită) de volum mare. În această regiune golită cîmpul electric este puternic. Particula sau radiația ionizantă creează perechi electron-gol care, sub influența cîmpului electric, se separă dînd naștere unui puls de curent (sau unei variații de sarcină ce se măsoară cu un amplificator de sarcină).

Avantajul detectoarelor cu semiconductoare constă în volumul mic și în energia de ionizare mică specifică materialului semiconductor.

Curentul invers al acestor tipuri de detectoare este datorat în esență generării în regiunea golită. Scăderea valorii curentului invers se poate realiza numai prin folosirea de materiale cu bandă interzisă mare. Acesta este unul dintre motivele pentru care siliciul este mai bun ca germaniul pentru detectoarele care funcționează la temperatura camerei ; reducerea curentului rezidual al detectoarelor cu germaniu la valori neglijabile se poate realiza numai prin răcirea lor la temperatura azotului lichid. Pe de altă parte, o valoare mare a benzii interzise înseamnă că și energia necesară pentru generarea unei perechi electron-gol crește, deci numărul de perechi electron-gol (pentru o radiație de energie dată) scade.

2.4.5. DETECTOARE DE RADIAȚII NUCLEARE CU SCINTILAȚIE

Prin bombardarea cu radiații ionizante a unor substanțe (de exemplu antracen, iodură de sodiu dopată cu taliu), se produce o excitare a atomilor lor care se relaxează emițînd un foton. Acești fotoni sînt captați și amplificați de un fotomultiplicator.

Detectoarele cu scintilație au eficacitate mare, chiar pentru razele γ, și permit obținerea unei viteze mari de numărare (deoarece durata de viață a unei stări excitate este de aproximativ 10 ns). În plus, deoarece impulsurile de la ieșire sînt proporționale cu energia particulei ionizante, detectoarele cu scintilație pot fi folosite atît pentru determinarea numărului de particule, cît și a energiei lor.

2.5. TRADUCTOARE PENTRU SEMNALE MECANICE

2.5.1. TRADUCTOARE PENTRU DEFORMAȚII, FORȚE, CUPLURI

Aplicarea unei forțe sau a unui cuplu unui corp conduce la apariția unor deformații caracterizate de variația dimensiunilor relative ale corpului. Deoarece între variația relativă a dimensiunilor și forță sau cuplu există o relație de proporționalitate directă, rezultă că măsurarea deformației unui corp oferă imediat și forța sau cuplul care au determinat deformația.

● **Tensometre.** Tensometrele sînt traductoare rezistive directe care oferă o informație despre starea de deformație a unui corp solid, reprezentînd o soluție standard, unanim acceptată, pentru măsurarea deformațiilor, a stărilor de tensiune mecanică, a forțelor și a cuplurilor.

• Structura de principiu a celor **două tipuri de tensometre** existente este indicată în figura 2.24.

Tensometrul cu fir metalic (fig. 2.24, *a*) se obține prin lipirea pe un suport izolant a unui fir subțire — care constituie elementul activ al tenso-

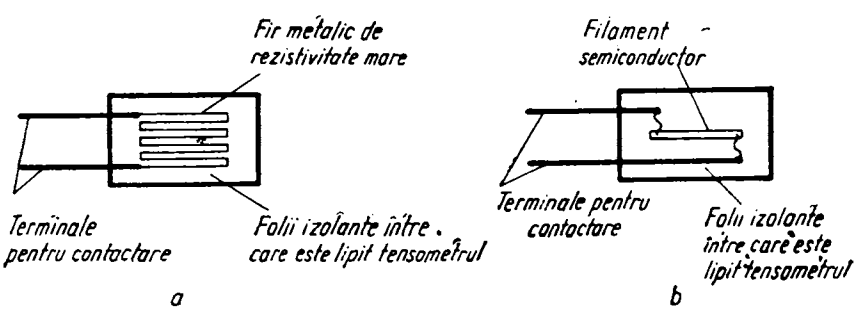


Fig. 2.24. Structura de principiu a mărcilor tensometrice cu fir metalic *(a)* și cu filament semiconductor *(b)*.

metrului — așezat în zigzag astfel ca o parte cît mai mare din lungimea sa să fie orientată în aceeași direcție. O structură asemănătoare se poate obține prin corodarea unei folii metalice depuse pe un suport izolant.

În cazul **tensometrului semiconductor** (fig. 2.24, *b*) elementul **activ** este constituit de un filament semiconductor.

Aspectul și dimensiunile tensometrelor (figura 2.24 este practic la scara 1:1, mai puțin grosimea elementului activ și a numărului de meandre) justifică și denumirea larg utilizată de *marcă tensometrică*. Marca tensometrică se lipește cu ajutorul unor rășini sau cimenturi speciale pe corpul a cărui deformare se măsoară. Deformația corpului — sau ceea ce este echivalent — tensiunea mecanică se transmite în acest fel cu un randament foarte bun tensometrului.

Dacă se dorește să se determine atît mărimea, cît și direcția efortului unitar, structura simplă de marcă tensometrică din figura 2.24, *a* nu este suficientă. În acest caz se lucrează cu *rozete tensometrice* (două exemple — la scara 1:1 — apar în figura 2.25), care sînt disponibile într-o mare varietate de configurații a tensometrelor individuale.

Deosebirea între cele două tipuri de tensometre se află în fenomenele fizice diferite pe care se bazează funcționarea lor.

La tensometrul cu fir metalic, un prim factor în modificarea valorii rezistenței îl constituie variația relativă a lungimii firului, care este practic egală cu variația relativă a dimensiunii corpului măsurat. Variația secțiunii transversale și variația de rezistivitate indusă de modificarea volumului firului metalic introduc efecte neneglijabile, care au o pondere apropiată de cea a variației firului.

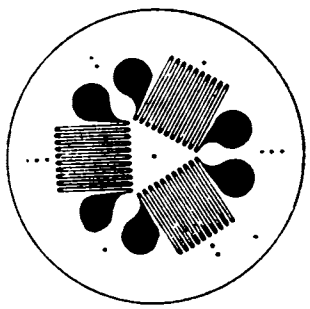


Fig. 2.25. Rozete tensometrice.

La tensometrul cu filament semiconductor, efectele determinate de variația dimensiunilor sînt neglijabile în comparație cu efectul dat de variația de rezistivitate a materialului semiconductor indusă de efortul mecanic.

- **Parametrii tensometrelor.**

Sensibilitatea unui tensometru este definită prin relația

$$S = (\Delta R/R)/(\Delta l/l), \tag{2.14}$$

unde R este rezistența, iar l — lungimea tensometrului.

Pentru un tensometru cu fir metalic, ținînd cont că raportul între deformația transversală și cea longitudinală este

$$\frac{\Delta A}{A} = -2\mu \frac{\Delta l}{l} \tag{2.15}$$

(unde A este aria transversală, iar μ — coeficientul lui Poisson) și de faptul că pentru metale se poate admite o variație de rezistivitate proporțională cu volumul metalului

$$\rho = \rho_0 \left(1 + m \frac{\Delta V}{V}\right) = [1 + m(1 - 2\mu)] \frac{\Delta l}{l}, \tag{2.16}$$

unde m este o constantă pentru un material dat, se obține

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta l}{l} - \frac{\Delta A}{A} + \frac{\Delta \rho}{\rho} = [1 + 2\mu + m(1 - 2\mu)] \frac{\Delta l}{l} \tag{2.17}$$

sau

$$S_{metal} = 1 + 2\mu + m(1 - 2\mu). \tag{2.18}$$

Pentru majoritatea materialelor, în domeniul deformațiilor *elastice* $\mu = 0{,}3$, iar în domeniul deformațiilor mai mari, *plastice*, $\mu = 0{,}5$. Dacă $m = 1$ (de exemplu la constantan), rezultă

$$S_{metal} = 2, \tag{2.19}$$

independent de operarea tensometrului în domeniul elastic sau plastic. Această valoare a sensibilității trebuie reținută ca tipică; abaterile pentru materialele uzuale sînt de ordinul a $\pm 20\%$, valoarea nominală a sensibilității unui lot dat de tensometre fiind *specificată* și *garantată* de către fabricant.

Pentru un tensometru cu filament semiconductor, presupunînd cazul uzual în care direcția efortului mecanic și direcția curgerii curentului coincid se poate arăta că

$$\frac{\Delta R}{R} = \pi_1 \sigma, \tag{2.20}$$

unde π_1 este coeficientul piezorezistiv longitudinal, iar σ este efortul longitudinal. Rezultă

$$S_{semiconductor} = \pi_1 E, \tag{2.21}$$

unde E este modulul de elasticitate longitudinal. Valorile tipice ale sensibilității sînt

$$S_{semiconductor} = 100 \ldots 200. \tag{2.22}$$

Influența variațiilor de temperatură este determinată de următoarele cauze:

— modificarea valorii sensibilității în funcție de temperatură;

— dependența valorii rezistenței tensometrului de temperatura de lucru;

— diferența între coeficienții de dilatare ai tensometrului și ai materialului a cărui stare de efort se măsoară.

Primele două efecte sînt mult mai accentuate la tensometrele semiconductoare.

Liniaritatea tensometrului (sensibilitatea tensometrului trebuie să fie, în mod ideal, independentă de efort) este mai bună la tensometrele cu fir metalic.

O privire de ansamblu asupra valorilor tipice ale parametrilor pentru diferite tipuri de tensometre rezultă din tabelul 2.1.

Tabelul 2.1

Valorile tipice ale parametrilor tensometrelor

Parametrii	*Unitatea de măsură*	*Tensometru metalic*	*Tensometru semiconductor (siliciu)*
Sensibilitate	—	2	100*
Coeficientul de temperatură al rezistivității	$\times 10^{-6}$/°C	$\pm$(10...20)	700...7 000
Coeficientul de dilatare liniară	$\times 10^{-6}$/°C	10...20	3,2
Domeniul de deformații măsurabil ($\Delta l/l$)	$\times 10^{-6}$	10 000	100...1 000
Toleranța asupra valorii nominale	%	$\pm$10	$\pm$10

* Sensibilitatea poate avea și valori negative, în funcție de tipul de conductivitate și de orientarea cristalografică.

În ceea ce privește circuitele de măsurare, trebuie observat că tensometrele furnizează în general un semnal de nivel mic care reclamă o condiționare deosebit de îngrijită. În plus, circuitul de măsurare trebuie gîndit în așa fel încît să asigure și compensarea efectelor date de variațiile de temperatură.

● **Traductoare magnetoelastice.** Traductoarele magnetoelastice se bazează pe variația permeabilității μ a corpurilor feromagnetice în funcție de starea de tensiune mecanică (efortul unitar, σ). Se realizează o bobină pe un miez feromagnetic care este supus acțiunii forței și se măsoară variația de inductanță.

Sensibilitatea relativă $(\Delta L/L)/(\Delta l/l)$, a acestor tensometre poate atinge valori foarte mari, în funcție de natura materialului. De exemplu, pentru permalloy cu 45% nichel $S = 1\,400$. Valorile curente sînt în gama 30...2 000, fiind — în funcție de materialul feromagnetic — pozitive sau negative.

Erorile date de histerezis, de temperatură și de variația permeabilității induse de curentul de măsurare face ca traductoarele magnetoelastice să aibă o precizie de 1...3%.

● **Traductoare cu coardă.** Principiul de funcționare a fost descris în § 2.3.4. Se poate arăta că sensibilitatea este dată de:

$$S = \frac{\Delta f/f_0}{\Delta l/l_0} = \frac{1}{2} \cdot \frac{E}{\sigma_0} = 100 \ldots 300, \qquad (2.23)$$

unde E este modulul de elasticitate. Se observă că sensibilitatea crește dacă tensiunea inițială în coardă este mai mică. Eroarea de temperatură este dată de diferența între coeficienții de dilatare ai corzii și ai materialului din care este făcut traductorul.

● **Traductoare piezoelectrice.** Principiul de funcționare a fost descris în § 2.3.2. Ca materiale piezoelectrice se utilizează cuarțul (modulul piezoelectric k pentru tăietura X este de 2,25 pC/N, $\varepsilon_r = 4{,}5$) și diverse materiale sintetice, de exemplu ceramica de titanat-zirconat de plumb (k, pentru o tăietură paralelă cu direcția de polarizare, este de 90...300 pC/N și $\varepsilon_r = 300 \ldots 1\,500$), ceramică de titanat de bariu — $BaTiO_3$ — (k, pentru tăietura paralelă cu direcția de polarizare este de 100...180 pC/N și $\varepsilon_r = 1\,100 \ldots 1\,700$).

Aceste traductoare nu se pot utiliza pentru solicitări statice. Limita superioară a răspunsului în frecvență este dată de frecvența proprie de rezonanță a traductorului, iar limita inferioară — de circuitul de măsurare.

● **Traductoare complexe.** Măsurarea *forțelor concentrate mari* se realizează cu traductorul a cărui structură de principiu este dată în figura 2.26. Pe o coloană din oțel calibrată sînt lipite, paralel cu direcția efortului tensometrele *1* și *3* (active) și perpendicular pe direcția efortului — tensometrele *2* și *4* (pentru compensare în temperatură). Întreg ansamblul este încapsulat împreună

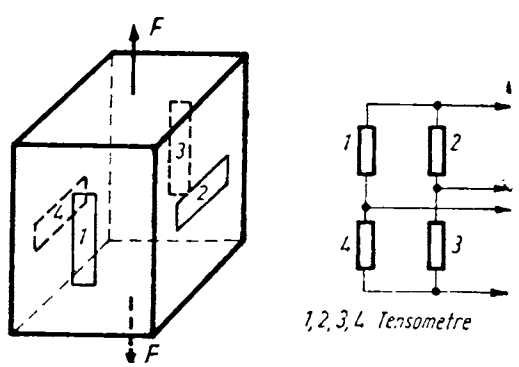


Fig. 2.26. Structura de principiu a unui traductor complex pentru măsurarea forțelor concentrate mari.

cu rezistența de ajustare a sensibilității și se livrează sub forma unei capsule — doza tensometrică — la care trebuie conectată alimentarea și instalația de măsurare. Aceste doze tensometrice se fabrică pentru o gamă largă de forțe: 0,1 kN...10 MN.

Măsurarea *momentului de torsiune* M_t se poate realiza cu traductorul complex indicat în figura 2.27. Între motor și sarcină se intercalează un ax

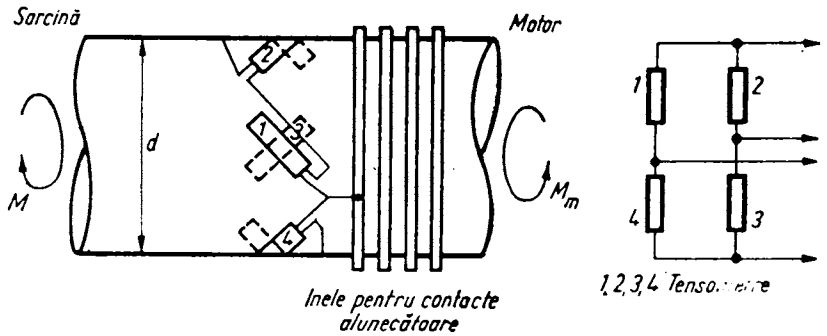


Fig. 2.27. Structura de principiu a unui traductor complex pentru măsurarea cuplului.

cilindric scurt. Sub efectul cuplului transmis, pe suprafața axului apar componente de tensiune și compresiune dirijate după un unghi de 45° față de ax. Tensometrele rezistive *1*, *2*, *3*, *4* lipite pe ax chiar sub acest unghi citesc deformația $\varepsilon_s = (\Delta l/l)_s$ la suprafața axului. Cuplul M_t care se transmite prin ax este dat de relația

$$M_t = \frac{\pi d^3}{16} \cdot \frac{E}{4(1+\mu)} \varepsilon_s, \tag{2.24}$$

unde μ este coeficientul lui Poisson și E — modulul de elasticitate al materialului axului. Utilizînd acest principiu se realizează traductoare pentru valori ale cuplului cuprinse în gama $1...10^5$ Nm cu o precizie de 0,25%.

2.5.2. TRADUCTOARE PENTRU DEPLASĂRI, DIMENSIUNI, POZIȚIE

● **Traductoare cu contact.** Aceste traductoare transformă o deplasare mecanică într-un impuls electric ca o consecință a închiderii sau deschiderii contactului aflat într-un circuit electric. Cîmpurile tipice de aplicații sînt controlul dimensional de tip trece/nu trece și comanda limitatoarelor de cursă.

● **Traductoare de proximitate.** O soluție constructivă tipică are în componență un oscilator care este scos din oscilație îndată ce sonda de proximitate (o bobină) se apropie de un obstacol feromagnetic. Aria largă de utilizare a acestor traductoare a făcut ca numeroase firme să ofere circuite integrate specializate pentru realizarea lor.

O altă soluție des utilizată constă din asocierea unui comutator Hall integrat (v. § 2.7.3) și un magnet permanent a cărui apropiere îi provoacă comutarea.

Distanțele tipice de acționare sînt cuprinse în gama 0,1...5 mm.

● **Traductoare reostatice.** Aceste traductoare constau dintr-un reostat al cărui cursor se deplasează sub acțiunea mărimii de măsurat. Se folosesc pentru deplasări liniare relativ mari (mm...dm) sau deplasări unghiulare relativ mari (grade...zeci de grade).

● **Traductor inductiv de deplasare.** Structura acestor traductoare a fost descrisă în § 2.3.1. Pentru deplasări mari (de ordinul centimetrilor) se folosesc *traductoare inductive cu miez mobil*, iar pentru deplasări mici (0,1...1 mm) se folosesc *traductoare cu întrefier variabil*, în ambele situații fiind preferată realizarea diferențială.

● **Traductor inductiv de tip transformator.** Structura unui traductor inductiv de tip transformator cu miez mobil este indicată în figura 2.28.

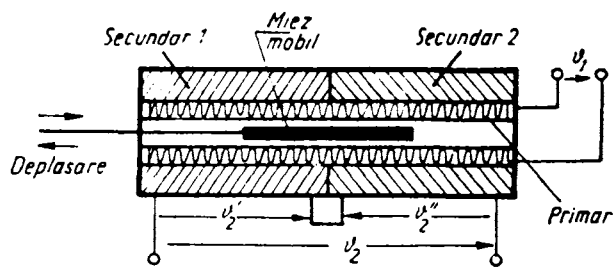


Fig. 2.28. Structura de principiu a unui traductor de deplasare inductiv de tip transformator.

Dacă miezul mobil se află la mijloc

$$v_2' = v_2'',$$

deci

$$v_2 \equiv 0.$$

O dată cu deplasarea miezului echilibrul se strică și

$$v_2' \neq v_2'';$$

$$v_2 \neq 0,$$

faza tensiunii v_2 fiind egală cu faza celei mai mari dintre tensiunile v_2' și v_2''.

Acest traductor este caracterizat de o sensibilitate de circa 1 V/mm, de o valoare maximă a deplasării cuprinsă în gama 2...50 mm și o liniaritate de circa 0,5%, constituind tipul de traductor cel mai utilizat în micrometrele inductive.

● **Traductoare capacitive.** Orice traductor capacitiv este în fond un condensator variabil. Deplasarea care trebuie măsurată provoacă variația capacității traductorului fie prin modificarea distanței între plăci, fie prin modificarea suprafeței de suprapunere a acestora. *Traductoarele la care se modifică distanța între plăci* sînt preferate pentru deplasări mici și foarte mari. *Traductoarele la care se modifică suprafața de suprapunere* sînt folosite pentru deplasări de ordinul centimetrilor.

În mod obișnuit, variațiile de capacitate sînt cuprinse între 10^{-3} pF și 10^{3} pF.

Limita inferioară pe care o pot atinge micrometrele capacitive este de circa 10^{-2} μm.

● **Traductoare complexe care folosesc radiații nucleare.** Utilizînd atenuarea exponențială în funcție de grosimea materialului a unui fascicul de radiații

$$J = J_0 \, e^{-\mu_l d}, \tag{2.25}$$

unde J_0 este intensitatea fasciculului incident, J — intensitatea fasciculului după ce a străbătut o grosime d de material și μ_l — coeficientul de atenuare liniar al radiației. Experimental s-a stabilit că raportul μ_l/ρ, unde ρ este densitatea materialului — denumit coeficient de atenuare masic, μ_M,

$$\mu_M = \mu_l/\rho, \tag{2.26}$$

este independent de compoziția chimică a materialului absorbant.

Dacă se menține $\rho = const$, din atenuarea radiației se poate determina grosimea d, iar dacă se menține $d = const$ se poate determina ρ.

Pentru măsurarea grosimii unor materiale sub forma unor folii foarte subțiri (de exemplu hîrtie) sau pentru măsurarea grosimii unor straturi subțiri depuse pe substrate cu un număr atomic diferit de al stratului, se poate utiliza retroîmprăștierea radiației β (fig. 2.29). Intensitatea radiației retroîmprăștiate, J_r, depinde de grosimea d a stratului subțire. În unele cazuri este valabilă o lege de forma

$$J_r(d) = J_r(\infty)[1 - e^{-\mu_r \rho d}], \tag{2.27}$$

unde $J_r(d)$ este intensitatea radiației retroîmprăștiate de un strat de grosime d, $J_r(\infty)$ — intensitatea radiației retroîmprăștiate de același material cînd are o grosime foarte mare, μ_r — coeficientul de retroîmprăștiere și ρ — densitatea materialului stratului subțire.

Avantajele oferite de aceste metode de măsurare cu radiații nucleare sînt date de independența de condițiile de mediu ambiant și de puterea lor mare de penetrație, care permite măsurarea unor grosimi relativ mari.

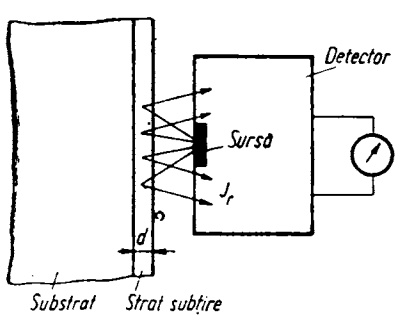


Fig. 2.29. Schema instalației pentru determinarea grosimii unui strat subțire prin măsurarea fasciculului retroîmprăștiat al particulelor β.

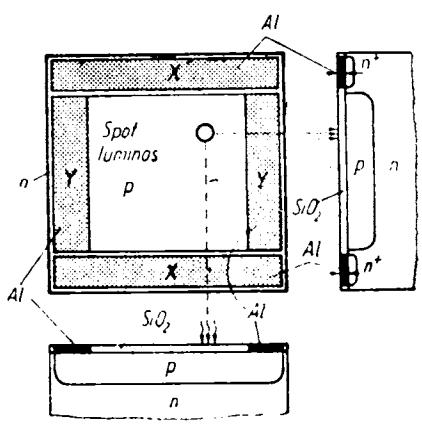


Fig. 2.30. Structura de principiu a unui traductor semiconductor de poziție a unui spot luminos.

● **Traductoare complexe care folosesc radiații luminoase.** Structura de principiu a unui traductor care oferă o informație despre poziția unui spot luminos într-un plan este indicată în figura 2.30. Traductorul propriu-zis

este o fotodiodă de dimensiuni mari (6×8 mm^2) polarizată invers cu o tensiune de 10 V. La stratul de tip p sînt atașate contacte paralele cu axa y (contactele Y), iar la substratul de tip n — contacte paralele cu axa x (contactele X). Fotocurentul colectat de unul dintre contacte (X, Y) depinde direct proporțional numai de distanța (pe axa , respectiv y) dintre spotul luminos și contactul respectiv. Liniaritatea este mai bună de 0,5%, iar rezoluția care se poate obține este de ordinul a 5 μm.

2.5.3. TRADUCTOARE DE NIVEL

● **Traductoare cu plutitor.** Structura acestor traductoare complexe conține un plutitor care oferă informații asupra nivelului, un sistem mecanic care transferă deplasarea plutitorului și un traductor de deplasare (reostatic, inductiv etc.). Exemplul tipic îl constituie indicatorul de benzină de la automobile.

● **Măsurarea greutății lichidului sau a presiunii.** După cum rezultă din figura 2.31, se măsoară greutatea rezervorului (cu traductorul de forță) sau diferența de presiune (cu traductorul de presiune), ambele liniar dependente de nivelul lichidului din rezervor. Principala sursă de eroare o constituie variația densității lichidului cu temperatura.

Pentru traductorul de tipul din figura 2.31, *a*, circuitul de măsurare trebuie să poată asigura o decalare (un ofset) a originii scalei de măsurare pentru a se ține seama de greutatea rezervorului gol (tara).

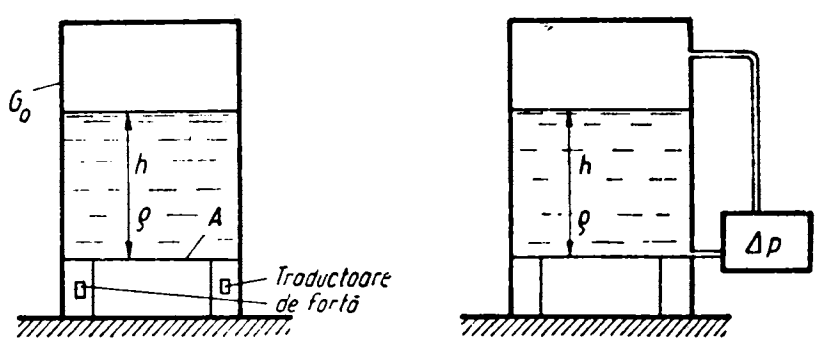


Fig. 2.31. Traductoare de nivel care măsoară greutatea rezervorului *(a)* și diferența de presiune *(b)*.

● **Sesizarea atingerii unui nivel dat.** Una dintre metodele cele mai răspîndite este aceea care utilizează un traductor de temperatură (de exemplu, un termistor în regim de autoîncălzire) a cărui temperatură variază brusc atunci cînd vine în contact cu lichidul (transferul de căldură de la traductor spre mediul ambiant este mult mai mare în cazul în care traductorul este cufundat în lichid față de cazul în care traductorul este neacoperit de lichid).

În cazul lichidelor conductoare, sesizarea atingerii unui nivel dat se realizează prin închiderea de către lichid a unui circuit, cele două contacte fiind plasate în rezervor.

O extindere directă a acestor metode constă în montarea unui lanț de traductoare (sau contacte) pe generatoarea rezervorului, obținîndu-se astfel o discretizare a nivelului în funcție de numărul de traductoare (contacte) utilizat.

● **Traductoare capacitive.** În forma lor cea mai simplă, electrozii traductorului capacitiv de nivel sînt constituiți de o vergea izolată introdusă în rezervor și de rezervorul însuși.

Dacă rezervorul nu are o formă geometrică regulată, traductorul capacitiv se compune din doi electrozi profilați corespunzător pentru ca să existe o dependență liniară a capacității de cantitatea de lichid existentă în rezervor.

Avantajele traductoarelor capacitive constau în faptul că semnalul este de c.a. și că pot funcționa fie cu materiale conductoare, fie izolante sub formă lichidă sau de pulbere.

Precizia de măsurare a acestor tipuri de traductoare este de ordinul 1...5%, fiind cu atît mai slabă cu cît lichidul are ε_r mai mic.

● **Traductoare cu ultrasunete.** În aceste traductoare se măsoară durata de timp între momentul emisiei unui impuls sonor și momentul revenirii impulsului ecou reflectat, de exemplu, de suprafața lichid-gaz, [E8]. Cunoscîndu-se viteza sunetului în mediul în care are loc propagarea, se determină distanța, deci nivelul.

Această metodă oferă rezultate bune atît pentru lichide cît și pentru solide, și în versiunea cu măsurare continuă și în versiunea cu măsurare intermitentă.

● **Traductoare cu radiații nucleare.** Traductoarele de nivel care utilizează radiații nucleare se utilizează în cazurile în care se măsoară lichide toxice, inflamabile, explozive, corosive etc., nefiind permisă nici un fel de trecere electrică sau mecanică între interiorul și exteriorul rezervorului. Sînt folosite curent următoarele două soluții (fig. 2.32): (*a*) sursa radioactivă

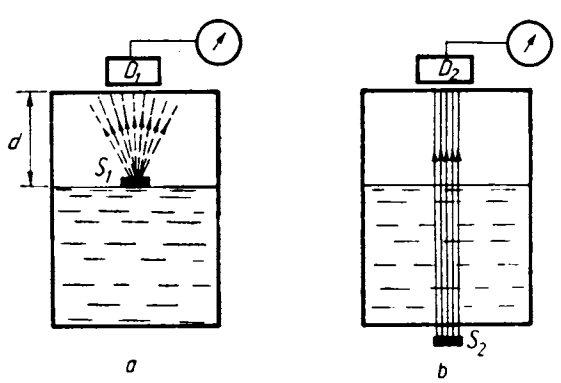


Fig. 2.32. Traductoare de nivel cu radiații nucleare, cu sursa de radiații în interiorul *(a)* sau în exteriorul *(b)* rezervorului.

S_1 este plasată pe un plutitor la suprafața lichidului, măsurîndu-se în afara rezervorului — cu detectorul D_1 — intensitatea radiației proporțională cu $1/d^2$ - unde d este distanța sursă — detector — și (*b*) sursa radio activă S

și detectorul D_2 sînt plasate în afara rezervorului, determinîndu-se atenuarea radiației de către stratul de lichid al cărui nivel se măsoară.

Se pot măsura astfel variații de nivel de ordinul metrilor cu o precizie de circa 0,5...2%.

2.5.4. TRADUCTOARE DE ACCELERAȚIE ȘI VIBRAȚIE

● **Accelerometre cu masa seismică**

Structura de principiu a acestui tip de accelerometru a fost descrisă în capitolul 1 (v. fig. 1.9). Tot în acest capitol s-a discutat și modul său de funcționare.

● **O construcție tipică de accelerometru [C9]** este indicată în figura 2.33. Elementul activ constă dintr-un număr de discuri piezoelectrice pe care stă așezată masa M. Masa este presată puternic de un arc în formă de disc. Întreg ansamblul este plasat pe o bază metalică groasă, totul fiind închis într-o carcasă.

Dacă accelerometrul este supus unei vibrații, masa M exercită o forță variabilă asupra discurilor. Ca urmare (prin efect piezoelectric) apare o sarcină proporțională cu forța, deci cu accelerația masei M.

Pentru frecvențe mult mai mici decît frecvența proprie de rezonanță a accelerometrului, accelerația masei M este egală cu accelerația traductorului (v. cap. 1); deci sarcina care apare este proporțională cu accelerația corpului pe care este montat traductorul.

● **Parametrii unui accelerometru**

Sensibilitatea este definită ca raportul dintre mărimea electrică de la ieșire și accelerația măsurată. În cazul accelerometrelor piezoelectrice putem defini o sensibilitate exprimată *față de sarcină*, S_q,

$$S_q = \frac{\text{pC}}{\text{ms}^{-2}} \text{ sau } \left(\frac{\text{pC}}{\text{ms}^{-2}}\right)_{eficace} \text{ sau } \left(\frac{\text{pC}}{\text{ms}^{-2}}\right)_{vîrf} \tag{2.28}$$

sau *față de tensiune* S_v

$$S_v = \frac{\text{mV}}{\text{ms}^{-2}} \text{ sau } \left(\frac{\text{mV}}{\text{ms}^{-2}}\right)_{eficace} \text{ sau } \left(\frac{\text{mV}}{\text{ms}^{-2}}\right)_{vîrf}, \tag{2.29}$$

după cum circuitul de măsurare este sensibil la sarcină sau la tensiune.

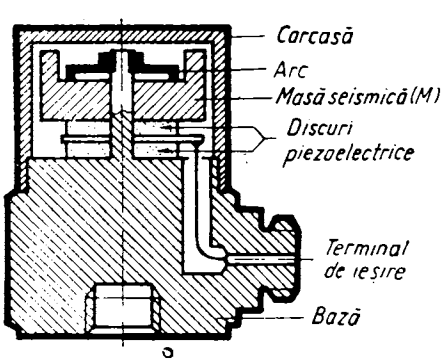


Fig. 2.33. Structura constructivă a unui accelerometru piezoelectric cu masă seismică.

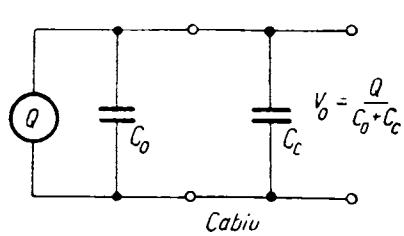


Fig. 2.34. Schema echivalentă a unui accelerometru piezoelectric cu masă seismică.

Circuitul echivalent al unui accelerometru piezoelectric în care se ține cont de capacitatea C_c a cablului care conectează accelerometrul la amplificatorul de măsurare (fig. 2.34) arată că sensibilitatea în tensiune,

$V_0 = Q/(C_0 + C_c)$, depinde de capacitatea cablului, iar sensibilitatea în sarcină nu depinde. Ca urmare, sensibilitatea în tensiune este specificată de fabricant în condițiile utilizării unui cablu dat.

Valorile tipice ale sensibilităților sînt de ordinul 0,1...10 pC/ms^{-2} sau 0,1...10 mV/ms^{-2}, depinzînd de particularitățile constructive ale accelerometrului.

Sensibilitatea transversală este sensibilitatea accelerometrului față de accelerațiile care au o direcție perpendiculară pe axa accelerometrului, fiind de 30...100 ori mai mică decît sensibilitatea S_z sau S_v.

Frecvența proprie de rezonanță a accelerometrului trebuie specificată în condițiile concrete corespunzătoare montării sale pe corpul măsurat.

Frecvența limită superioară. Accelerometrele se pot utiliza, acceptînd erori de 5...10% pînă la (0,2...0,3) din frecvența proprie de rezonanță. Ca ordin de mărime, frecvența limită superioară este de aproximativ 10 kHz.

Frecvența limită inferioară este determinată de caracteristicile amplificatorului de măsurare utilizat. Pentru frecvențe foarte joase trebuie ținut cont și de efectele pe care le determină variațiile de temperatură. Dacă nu este nevoie de o măsurare la frecvență joasă, reducerea efectelor date de regimurile tranzitorii de temperatură se realizează prin limitarea marginii inferioare a benzii amplificatorului de măsurare (din acest motiv aceste amplificatoare au de obicei prevăzut un sistem de selectare a frecvenței de jos a benzii).

Faza răspunsului. Pentru măsurarea vibrațiilor tranzitorii sau a șocurilor mecanice, defazajul introdus de accelerometru produce deformări majore ale formei de undă.

Gama dinamică. Limita inferioară este impusă de nivelul de zgomot al sistemului de măsurare și de condițiile de mediu. Limita superioară este dată de construcția accelerometrului (în general, cu cît este mai mic accelerometrul, cu atît este mai mare nivelul de vibrație pe care îl poate măsura). Nivelul maxim de accelerație suportat de accelerometru depinde și de excitație. Pentru o excitație continuă este de cca 1/3 din cel corespunzător unei excitații prin șoc. Valorile tipice sînt de ordinul a 1 000 g atingînd însă și 10 000...20 000 g.

● **Accelerometre cu masă seismică integrate,** [E9]. Structura simplificată a unui traductor de accelerație integrat este prezentată în figura 2.35.

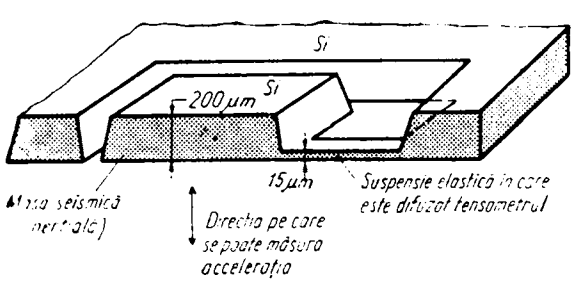


Fig. 2.35. Structura de principiu a unui traductor integrat de accelerație.

Prin utilizarea unor tehnici de corodare selectivă în cipul de siliciu se decupează „masa inerțială" (cu dimensiunile $1 \times 1 \times 0{,}2$ mm^3) care rămîne prinsă de cip prin intermediul unei „bare" cu o grosime de ordinul a 15 μm și o lungime de 500 μm, în care se difuzează o rezistență de tip *p*. Accelerațiile direcționate după normala la planul cipului determină flexiunea

barei de suspensie, ceea ce are ca urmare modificarea valorii rezistenței. Performanțele tipice ale acestui accelerometru sînt: gama de valori a accelerației 0,01...100 g, frecvența proprie de rezonanță 1 kHz.

● **Traductoare de vibrație.** În cazul vibrațiilor interesează determinarea elongației și a vitezei de vibrație. Deși acești parametri se pot obține prin integrarea răspunsului unui accelerometru, se construiesc și traductoare care dau un răspuns în viteză sau în deplasare (de exemplu, vibrația este convertită cu un traductor de inducție obținîndu-se viteza și prin integrare elongația). Tot pentru măsurarea vibrațiilor se utilizează și traductoarele de deplasare, în special cele capacitive.

2.5.5. TRADUCTOARE DE PRESIUNE

Traductoarele de presiune se realizează urmărindu-se transformarea presiunii într-o forță sau o deplasare, mărimi care sînt măsurate apoi cu traductoarele corespunzătoare.

Ca exemple se pot enumera:

— *traductoarele de presiune cu lichid cu tub în U*, la care prin aplicarea presiunii se produce o modificare a nivelului de lichid care se „citește" cu un traductor de nivel;

— *traductoarele de presiune cu membrane deformabile, burdufuri deformabile* (în versiunea simplă sau diferențială), *tuburi Bourdon*, la care ca rezultat al aplicării presiunii se obține o deplasare convertită prin traductoare reostatice, inductive;

— *traductoare de presiune care utilizează mărci tensometrice.*

Precizia acestor traductoare este de ordinul 1...5%. Cele care utilizează mărci tensometrice necesită o condiționare îngrijită a unui semnal de nivel mic.

● **Traductor de presiune integrat.** Structura de traductor integrat de grosime cea mai răspîndită face apel, [E10], la o punte de tensometre rezistive (de tip *p*) difuzate într-o diafragmă foarte subțire, care sub acțiunea presiunii se deformează. O realizare tipică este prezentată în figura 2.36.

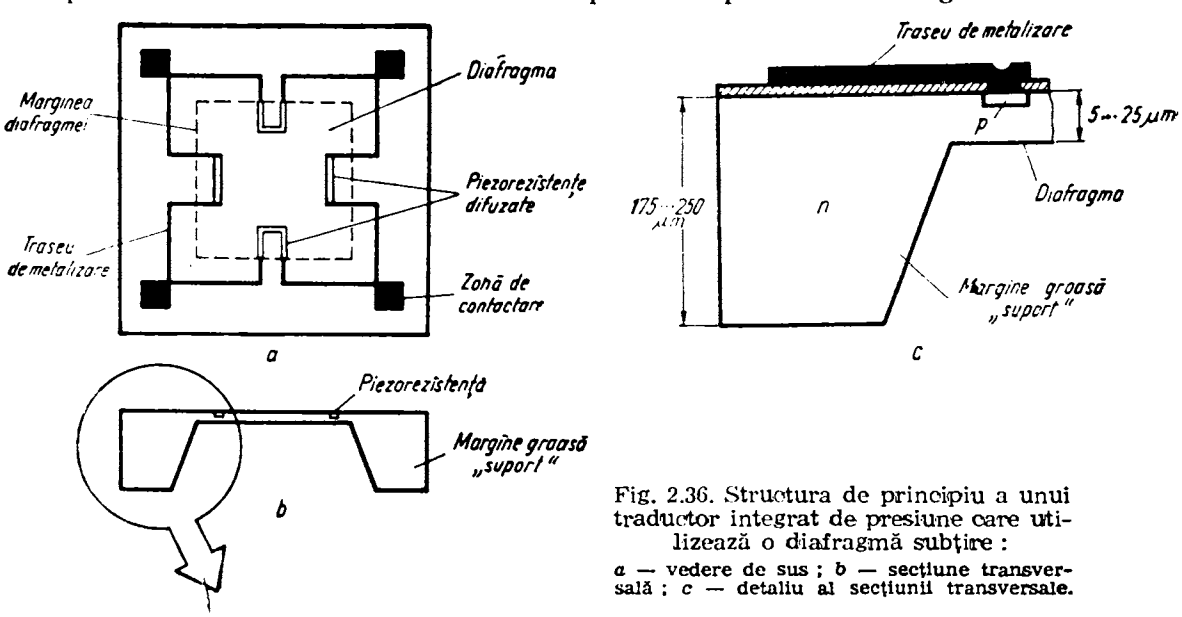


Fig. 2.36. Structura de principiu a unui traductor integrat de presiune care utilizează o diafragmă subțire:
a — vedere de sus; *b* — secțiune transversală; *c* — detaliu al secțiunii transversale.

Sensibilitatea relativă a unui tensometru rezistiv este de ordinul 100...200, valoarea aceasta ridicată în comparație cu cea a tensometrelor cu fir metalic (care este de 1,5...4) fiind datorată variației mobilității medii a purtătorilor sub influența unui efort mecanic anizotrop. Acest tip de traductoare de presiune cunoaște și o realizare industrială, fiind accesibil ca produs de catalog [F13].

Aceste traductoare s-au dezvoltat într-o serie care acoperă o gamă relativ largă de presiuni (0...0,6 kPa, 0...35 kPa). Sensibilitatea cu temperatura se compensează prin introducerea unor rețele rezistive într-o încapsulare hibridă.

○ **Este important de observat că** această încapsulare hibridă permite înglobarea în traductorul de presiune și a circuitelor de condiționare a semnalului, utilizatorului rămînîndu-i doar să conecteze alimentarea!

● **Traductoare în frecvență, [E13].** Aceste traductoare folosesc un rezonator cu unde de suprafață (SAW — *S*urface *A*custic *W*ave) conectat în bucla de reacție a unui amplificator pentru a se obține un oscilator a cărui frecvență este dependentă de starea de tensiune la suprafață. Se obțin sensibilități de 10 Hz/mm Hg.

O altă structură posibilă o constituie *traductorul capacitiv* [E11], [E12], format dintr-o sticlă metalizată și o diafragmă din siliciu separate de o distanță de ordinul micronilor, avantajul major constituindu-l creșterea de sensibilitate de 10...20 de ori față de traductorul cu punte de tensometre rezistive difuzate. Și în acest caz dificultățile tehnologice de realizare sînt considerabile; ca urmare, acest tip de traductor nu a ajuns în stadiul de poziție de catalog.

● **Traductoare de presiuni scăzute (joje de vid).** În domeniul de presiuni $10...10^{-3}$ torr conductivitatea termică a unui gaz scade o dată cu scăderea presiunii. Monitorizînd variația unei rezistențe formate dintr-un fir metalic, se obține informația de presiune(*joja Pirani*).

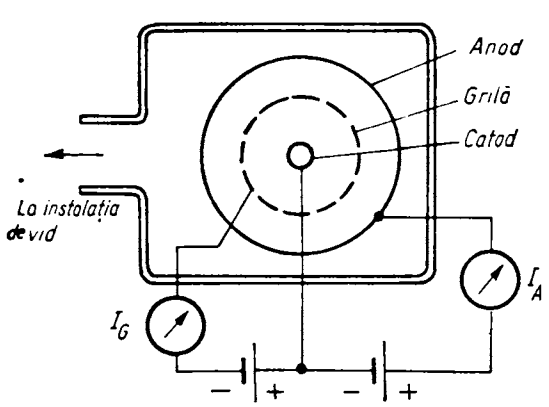


Fig. 2.37. Structura de principiu a unei joje de vid, de ionizare cu catod cald.

Măsurarea presiunilor mai scăzute ($10^{-3}...10^{-8}$ torr) utilizează dependența numărului de ioni, ce se formează în urma bombardării cu electroni, de presiunea gazului (*joja de ionizare*). Structura de principiu a unei joje de ionizare este prezentată în figura 2.37. Electronii emiși de catod sînt atrași de anod. În drumul lor ei ionizează moleculele gazului, a căror concentrație este proporțională cu presiunea gazului. Ionii formați sînt colectați de

grilă, curentul de grilă fiind proporțional cu presiunea p a gazului. Presiunea gazului este dată de relația

$$p = \left(\begin{matrix}\text{constantă dependentă}\\ \text{de construcția traductorului}\end{matrix}\right)\frac{I_G}{I_A}. \tag{2.30}$$

Joja Penning este o variantă deosebit de simplă și robustă a jojei de ionizare. În acest caz se utilizează numai un catod rece sub forma unor plăci acoperite cu zirconiu și thoriu și un anod cilindric așezat între ele. Aceste plăci fiind bombardate de ionii gazului din jojă, emit electroni secundari care sînt atrași spre anod. Joja este plasată într-un cîmp magnetic orientat convenabil, astfel încît acești electroni secundari să descrie o traiectorie helicoidală foarte lungă, fapt care mărește numărul de ionizări, deci curentul colectat de anod.

2.5.6. TRADUCTOARE DE DEBIT

● **Traductoare de debit bazate pe căderea de presiune.** Aceste traductoare determină viteza de curgere a fluidului printr-o conductă dată prin măsurarea diferenței care apare între presiunea statică înainte și după o îngustare a diametrului conductei realizată printr-o diafragmă (fig. 2.38).

Relația debit-diferență de presiune este neliniară:

$$Q_{masic} \sim \sqrt{\rho \Delta p}; \tag{2.31}$$

$$Q_{volumetric} \sim \sqrt{\frac{\Delta p}{\rho}}, \tag{2.32}$$

unde ρ este densitatea fluidului. Dacă se ține cont și de faptul că

$$\rho \sim \frac{p}{T}, \tag{2.33}$$

se constată, de exemplu, că

$$\text{debitul masic} \sim \sqrt{\frac{p\Delta p}{T}}. \tag{2.34}$$

Elementul de prelucrare a semnalului oferit de acest traductor trebuie să compenseze variația neliniară și să introducă automat corecțiile de presiune și temperatură.

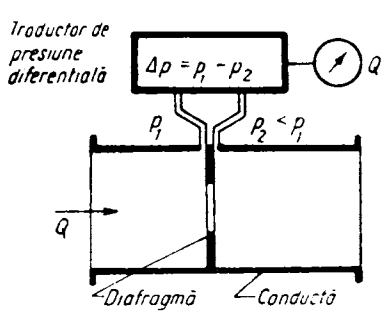


Fig. 2.38. Structura de principiu a unui traductor de debit cu diafragmă.

● **Traductoare de debit tahometrice.** Elementul traductor al debitmetrelor tahometrice este constituit dintr-un rotor cu palete montat într-o carcasă ce se introduce în jetul de fluid. Rotorul este antrenat de fluid, atingînd o turație proporțională cu viteza fluidului prin conductă. Transmiterea turației se face cu traductoare inductive, cu traductoare de proximitate etc.

Unele tipuri de astfel de traductoare sînt direct compatibile cu nivelele logice uzuale, altele implică transformarea de impedanțe și/sau amplificare

în tensiune, deplasări de nivele de tensiune sau intercalarea unui amplificator tampon înainte ca semnalul să fie utilizabil.

● **Debitmetre electromagnetice.** Structura tipică a acestui tip de debitmetru utilizat pentru lichide conductoare ($\sigma \geq 10^{-2}$ S/m)* este indicată în figura 2.39. Tensiunea electromotoare indusă, e, este dată de relația

$$e = vDB. \tag{2.35}$$

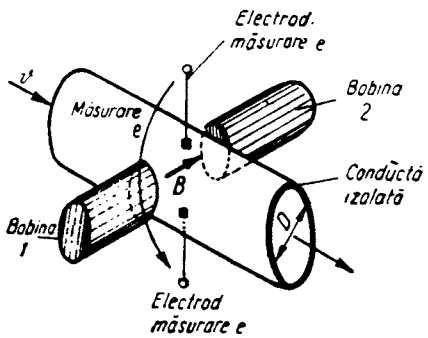


Fig. 2.39. Structura de principiu a unui debitmetru electromagnetic.

Determinînd viteza rezultă debitul. În general se lucrează cu o inducție magnetică alternativă pentru a se putea prelucra mai ușor semnalul rezultat, care este de nivel foarte mic. În acest caz, în electrozii de măsurare se induce o tensiune suplimentară parazită independentă de viteza fluidului datorită variației fluxului magnetic. Eliminarea acestei tensiuni parazite se realizează printr-o construcție adecvată a electrozilor și prin utilizarea în partea de prelucrare a unui detector sensibil la fază (tensiunea parazită este defazată cu 90° față de tensiunea utilă).

Limita inferioară a vitezei măsurabile este de 0,1...1 m/s, iar limită superioară nu există. Precizia acestor traductoare este de 1...5%.

● **Traductoare cu ultrasunete.** Principiul acestui traductor este ilustrat în figura 2.40, *a*. Timpul de tranzit, t, al unui impuls sonor de la emițătorul E la receptorul R este

$$t = \frac{d}{c + v} \cong \frac{d}{c}\left(1 - \frac{v}{c}\right), \tag{2.36}$$

unde v este viteza fluidului, iar c — viteza sunetului în fluidul respectiv. Relația aproximativă s-a obținut făcînd presupunerea pe deplin justificată în practică $v \ll c$. Măsurarea timpului t (lucru în impulsuri) sau a defazajului între sinusoida receptorului și a emițătorului (lucru în undă continuă sinusoidală) conduce la determinarea vitezei și deci a debitului.

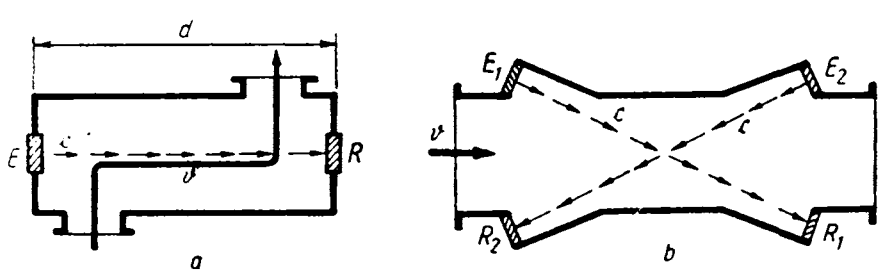


Fig. 2.40. Structura de principiu a unui debitmetru cu ultrasunete :
a — versiunea simplă ; *b* — versiunea diferențială.

* Apa de la robinet are $\sigma \cong 0{,}1$ S/m.

Versiunea diferențială a unui debitmetru ultrasonor este indicată în figura 2.40, *b*. Se măsoară diferența Δt între durata t_1 (propagare E_1R_1) și durata t_2 (propagare E_2R_2):

$$\Delta t = t_1 - t_2 = \frac{2dv}{c^2 - v^2} \cong \frac{2dv}{c^2}. \qquad (2.37)$$

Avantajele acestui traductor sînt date de faptul că lichidul curge prin conductă fără nici un obstacol și că se poate măsura debitul oricărui fel de lichid (conductor sau izolant). Precizia este limitată la o valoare de 2...4% datorită fluctuațiilor de viteză pe care le introduce curgerea turbulentă.

● **Traductoare termoanemometrice.** Se utilizează pentru măsurarea debitelor volumetrice. Ideea este de a măsura variația de temperatură a unui traductor determinată de curgerea fluidului.

Un termoanemometru este în esență un fir metalic străbătut de un curent, introdus în fluxul de gaz a cărui viteză trebuie determinată. Temperatura firului, dependentă de viteza fluxului de gaz, se măsoară fie prin determinarea rezistenței sale, fie cu un termocuplu.

2.6. TRADUCTOARE PENTRU SEMNALE TERMICE

2.6.1. TRADUCTOARE BAZATE PE DILATARE

● **Termoîntrerupătoare.** Două soluții constructive sînt indicate în figurile 2.41 și 2.42.

Termoîntrerupătorul din figura 2.41 este disponibil într-o varietate foarte mare de tipuri, acoperind o gamă largă de temperaturi, scheme de contacte normal închise și deschise și valori nominale ale curentului.

Termoîntrerupătorul din figura 2.42 se întîlnește în diverse instalații de termostatare; el asigură o rezoluție de circa 0,1...0,5°C.

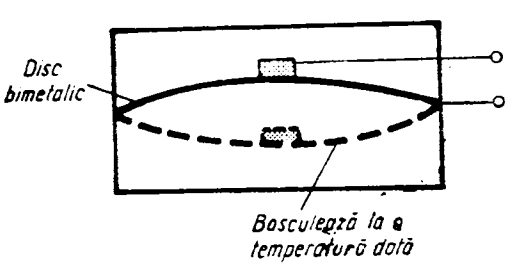


Fig. 2.41. Structura de principiu a unui termoîntrerupător cu bimetal.

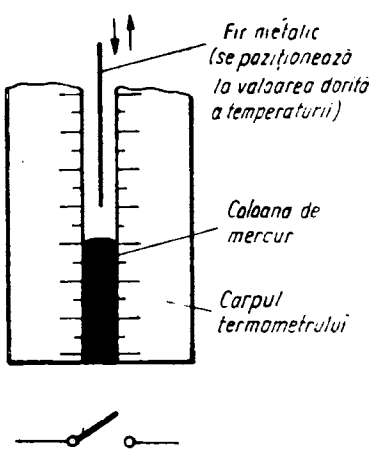


Fig. 2.42. Structura de principiu a unui termometru regulator.

● Orice dilatare a unui corp solid, a unui lichid sau a unui gaz poate fi preluată de un traductor de deplasare, realizîndu-se astfel un **termometru.**

● **Termistoare [C10].** Dependența de temperatură a rezistenței unui *termistor cu coeficient negativ de temperatură — NTC** este dată cu bună aproximație de

$$R(T) = R_\infty e^{\frac{B}{T}}, \tag{2.38}$$

unde B este o constantă care depinde de natura materialului termistorului, T — temperatura absolută, iar R_∞ — o constantă ce corespunde extrapolării dependenței (2.38) pentru $T = \infty$. În ceea ce privește rezistența la 25°C, există o gamă foarte largă de valori cuprinse între 10 Ω și 1 MΩ. Coeficientul de temperatură al rezistenței este

$$\alpha_{T_0} = \frac{dR/R}{dT}\bigg|_{T=T_0} = -\frac{B}{T_0^2}, \tag{2.39}$$

având la 25°C valori tipice de $-(2\ldots8)\%/°C$.

Măsurarea temperaturii cu ajutorul termistoarelor se realizează simplu, nivelul de semnal fiind ridicat. În general se utilizează cu rezistențe serie și paralel care determină pe intervalul de temperatură de interes liniarizarea caracteristicii $R(T)$, obținîndu-se astfel precizii de 0,5...1%.

Există și *termistoare cu coeficient pozitiv de temperatură — PTC*** caracterizate de o scădere lentă a rezistenței pînă la o temperatură de prag de la care începînd rezistența crește brusc cu ordine de mărime. Datorită acestei proprietăți, termistoarele PTC sînt utilizate ca dispozitive cu prag de temperatură sau ca „siguranțe" cu revenire automată.

● **Termorezistențe.** Termorezistențele din metale pure constituie un mijloc precis de măsurare a temperaturii, de sensibilitate însă relativ mică. Dependența de temperatură se aproximează în mod obișnuit prin

$$R_T = R_0[1 + a(T - T_0) + b(T - T_0)]. \tag{2.40}$$

Valoarea nominală tipică a termorezistențelor este de 100 Ω. Mărimile caracteristice tipurilor de termorezistențe de uz curent sînt indicate în tabelul 2.2.

Tabelul 2.2

Caracteristicile principalelor tipuri de termorezistențe

Caracteristici \ Materialul	Platină	Nichel	Cupru
Rezistivitatea la 0°C	$9{,}83\times10^{-8}$	$63{,}8\times10^{-8}$	$15{,}6\times10^{-8}$
$\frac{R_{100}-R_0}{100R_0}$ [°C^{-1}]	$3{,}85\times10^{-3}$	$6{,}17\times10^{-3}$	$4{,}26\times10^{-3}$
a [°C^{-1}]	$3{,}92\times10^{-3}$	$5{,}43\times10^{-3}$	—
b [°C^{-2}]	$-0{,}588\times10^{-6}$	$7{,}85\times10^{-6}$	—
Domeniul de temperaturi măsurabile [°C]	$-200\ldots+600$	$-100\ldots+250$	$-200\ldots+150$

* *NTC* — Negative Temperature Coefficient (în limba engleză).
** *PTC* — Pozitive Temperature Coefficient (în limba engleză).

Soluția constructivă tipică pentru o termorezistență din platină este indicată în figura 2.43. Se observă că se utilizează trei fire de conexiune (vezi § 2.7.3); sînt disponibile și termorezistențe cu patru fire, pentru realizarea unor măsurări de mare precizie, de etalonare.

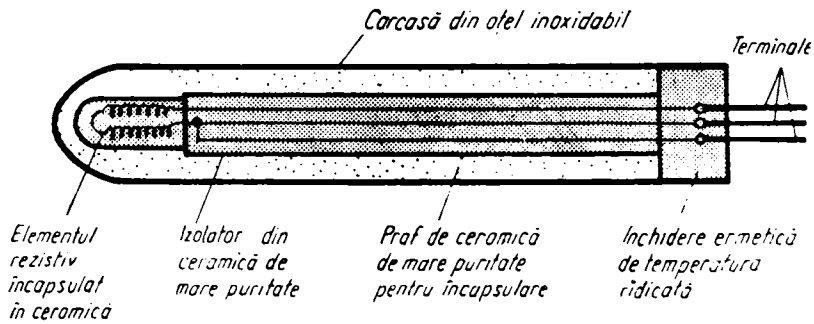

Carcasă din oțel inoxidabil
Terminale
Elementul rezistiv încapsulat în ceramică
Izolator din ceramică de mare puritate
Prof de ceramică de mare puritate pentru încapsulare
Închidere ermetică de temperatură ridicată

Fig. 2.43. Structura constructivă a unei termorezistențe de platină.

2.6.3. TERMOCUPLURI

● **Tipuri de termocupluri.** Principalele tipuri de termocupluri și caracteristicile lor esențiale sînt indicate în tabelul 2.3. În figura 2.44 se prezintă

Tabelul 2.3

Principalele tipuri de termocupluri

Electrodul pozitiv	*Electrodul negativ*	*Domeniul uzual de temperatură* [°C]	*Sensibilitatea medie** [μV/°C]	*Notația după standardele SUA*
70% Pt — 30% Rh	94% Pt — 6% Rh	0...1 700	7	B
90% Pt — 10% Rh	Pt	0...1 500	10	S
87% Pt — 13% Rh	Pt	0...1 500	11	R
Cromel[1]	Alumel[2]	—150...1 200	39	K
Cupru	Constantan[3]	—150...350	44	T
Fier	Constantan[3]	—150...700	53	J
Cromel[1]	Constantan[3]	0...950	76	E

* Are numai o valoare indicativă.
[1] Cromel: nichel-crom;
[2] Alumel: nichel-aluminiu;
[3] Constantan: cupru-nichel.

dependența tensiunii electromotoare, E, de diferența de temperatură $\theta_1 - \theta_2$ între cele două suduri (joncțiuni). Din figura 2.44 se constată că dependența $E(\theta_1 - \theta_2)$ poate fi considerată liniară numai ca o primă aproximație. Pentru măsurări de precizie tensiunea electromotoare dată de termocuplu se citește din tabele speciale elaborate de organismele de standardizare.

● **Conductoare (cabluri) de compensare.** Circuitele tipice cu termocuple sînt indicate în figura 2.45, punîndu-se în evidență *joncțiunea de măsurare (joncțiunea caldă)* și *joncțiunea de referință (joncțiunea rece).*

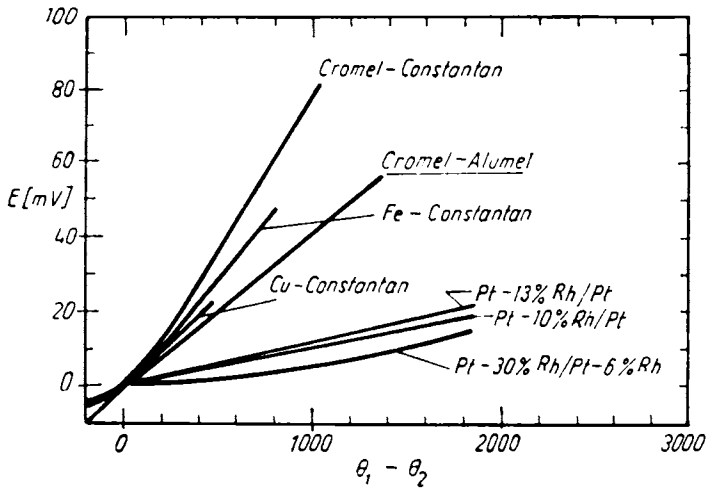


Fig. 2.44. Dependența t.e.m. generată de principalele tipuri de termocupluri în funcție de diferența de temperatură între joncțiunea de măsurare și joncțiunea de referință (joncțiunea rece).

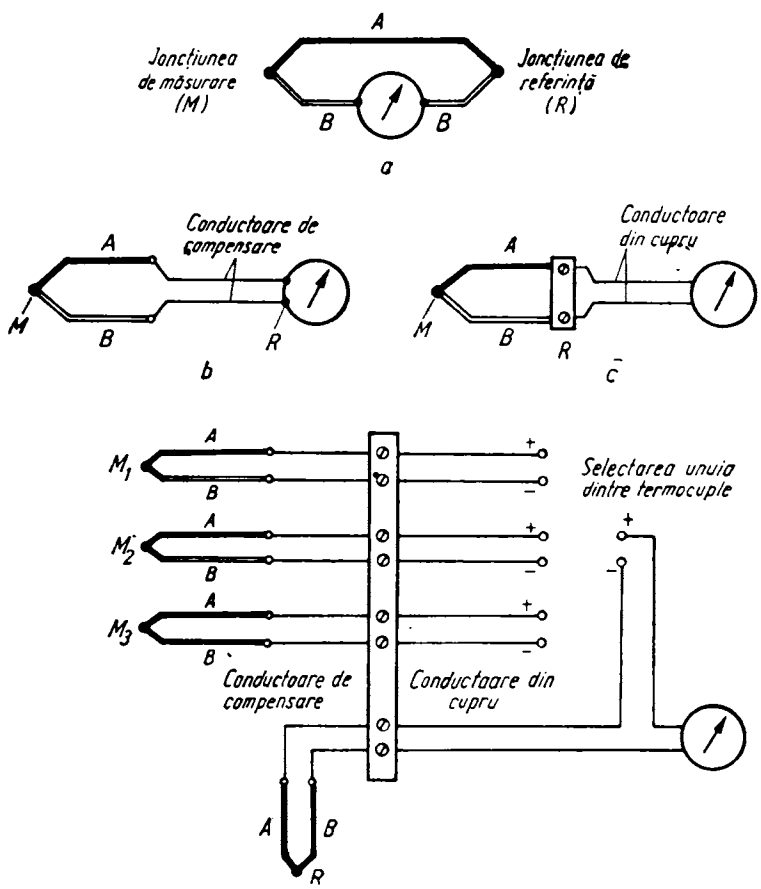


Fig. 2.45. Modurile uzuale de conectare a termocuplurilor.

Pentru a nu modifica legea de variație a tensiunii electromotoare generate de un termocuplu, prelungirea firelor sale se face cu conductoare de aceeași natură cu electrozii (pentru termocuplurile ieftine) sau din conductoare cu o caracteristică $E(\theta)$ cît mai apropiată de cea a electrozilor (în cazul termocuplurilor scumpe), pentru gama de temperatură uzuală a joncțiunii de referință (50...100°C). Aceste conductoare de prelungire se mai numesc și conductoare de compensare.

● **Temperatura joncțiunii de referință.** Orice variație a temperaturii joncțiunii de referință se transmite integral ca eroare a temperaturii măsurate. Pentru a îndepărta această sursă de eroare, fie se termostatează joncțiunea de referință (soluție întîlnită de obicei numai în măsurările de laborator), fie în circuitul de măsurare se generează o tensiune compensatoare liniar dependentă de temperatura joncțiunii de referință.

2.6.4. TRADUCTOARE SEMICONDUCTOARE

Dependența de temperatură a tensiunii directe a unei diode sau a tensiunii bază-emitor a unui tranzistor (de aproximativ -2 mV/°C) polarizate cu un curent constant se utilizează pentru realizarea de termometre în gama -50°C...$+150$°C, cu o precizie care în mod obișnuit nu depășește 1°C.

Diferența între tensiunile bază-emitor a două tranzistoare operate la densități diferite ale curentului de colector este direct proporțională cu temperatura absolută. Se lucrează fie *cu tranzistoare cu un grad ridicat de împerechere (duale) avînd curenții de colector diferiți*, [E14], fie *cu tranzistoare de arie diferită avînd curenții de colector identici.*

Ultima soluție se găsește aplicată în realizarea unei surse de curent a cărei valoare este direct proporțională cu temperatura absolută **[E15]**, [*AD*590-ref. F8]. Schema de principiu este indicată în figura 2.46. Prin ajus-

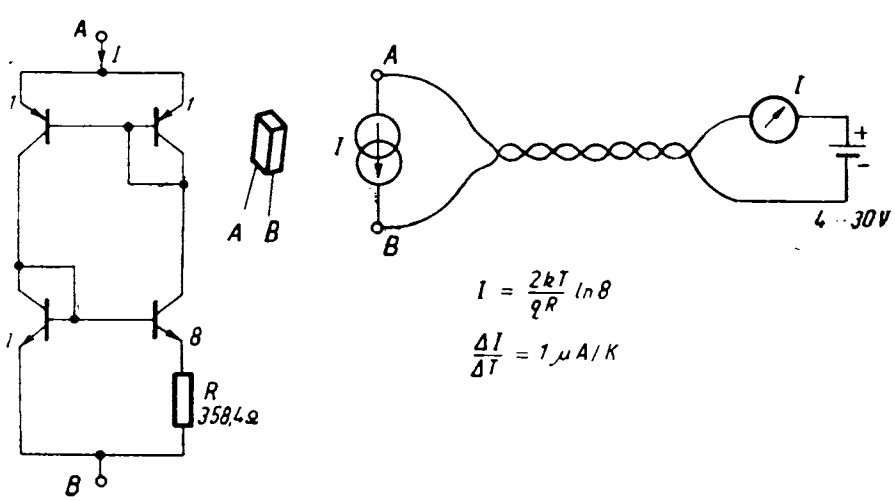


Fig. 2.46. Schema de principiu a sursei de curent a cărei valoare este direct proporțională cu temperatura absolută.

tarea cu laserul — pe cip — a mai multor rezistențe, se poate obține pentru acest circuit o precizie de $\pm 0{,}5$°C în gama $-50 \ldots +150$°C.

O altă soluție, [E16], utilizează *un singur tranzistor operat în mod alternativ la două nivele diferite ale curentului de colector*, măsurîndu-se diferența dintre valorile corespunzătoare ale tensiunii bază-emitor, diferență direct proporțională cu temperatura absolută.

2.6.5. TRADUCTOARE ÎN FRECVENȚĂ

Frecvența de rezonanță a cristalelor de cuarț tăiate după o orientare cristalografică potrivită variază cu temperatura. Deși aplicarea acestui efect datează de peste 20 de ani [E17], utilizarea termometrelor cu cuarț s-a justificat — din cauza costului ridicat — numai în acele cazuri în care erau de importanță majoră: rezoluția foarte mare (pînă la 10^{-6} K), liniaritatea și precizia foarte bune.

În momentul de față, existența la un cost foarte mic atît a cristalelor de cuarț cît și a circuitelor LSI de prelucrare fac ca această soluție să fie tot mai competitivă. Performanțele tipice realizate, [E17], sînt următoarele; structura complet digitală, rezoluție foarte mare, liniaritate bună ($< 10^{-3}$ K), constante de timp (corespunzătoare capsulelor miniatură a cristalelor pentru ceasurile digitale) $\sim 2 \ldots 4$ s, sensibilitate de la exemplar la exemplar $< 2 \cdot 10^{-3}$ K; posibilitatea transmisiei pe două fire.

2.6.6. PIROMETRE DE RADIAȚIE

Pirometrele de radiație rezolvă problema măsurării fără contact mecanic cu corpul cald a temperaturilor de peste 1 000°C. Pentru măsurarea temperaturii se folosește radiația emisă de corpul încălzit.

● **Pirometre de radiație totală.** În aceste pirometre se folosește întreg spectrul de radiație al obiectului măsurat. O schemă de principiu este dată în figura 2.47. Radiația emisă de obiectul măsurat este concentrată de lentila L_1 (obiectiv) pe o plăcuță P de metal înnegrit care se încălzește, temperatura ei — măsurată cu termocuplul TC — fiind dependentă de tempera-

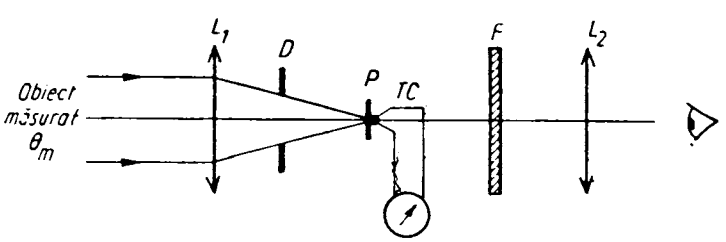


Fig. 2.47. Structura de principiu a pirometrului cu radiație totală.

tura obiectului măsurat, θ_M. Lentila L_2 (ocular) permite orientarea corectă a pirometrului către obiectul măsurat, filtrul F este pentru protecția ochiului, iar diafragma D — pentru reglajul de sensibilitate.

Gama temperaturilor măsurate este, pentru realizările curente, 600... 2 000°C, precizia fiind de ordinul a 1%.

● **Pirometru de radiație parțială, cu dispariția filamentului.** Schema constructivă este indicată în figura 2.48. Obiectul se vizează prin luneta formată din lentilele L_1 și L_2. Filtrul F selectează o radiație monocromatică (de obicei, roșu, $\lambda = 0{,}65$ μm). Peste imaginea obiectului măsurat se suprapune imaginea filamentului din wolfram al unei lămpi cu incandescență, B.

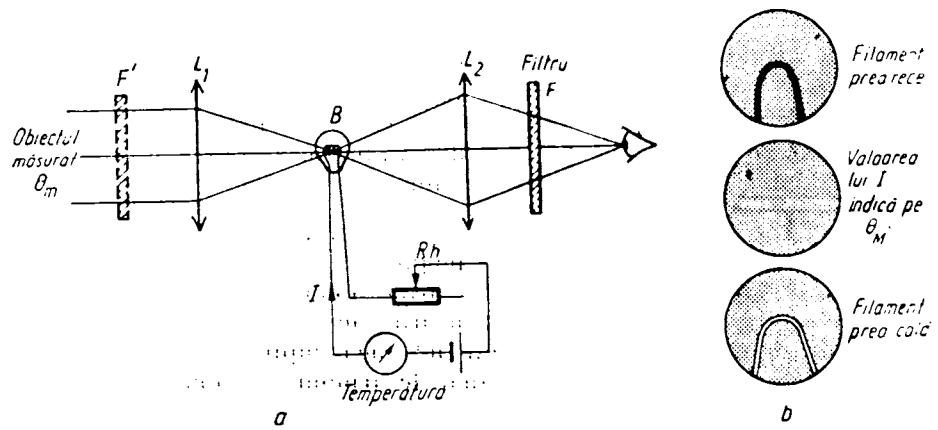


Fig. 2.48. Structura de principiu a pirometrului cu dispariția filamentului.

Intensitatea I a curentului prin filament se reglează astfel încît strălucirea obiectului să coincidă cu cea a filamentului ; în acest caz ochiul vede cum filamentul dispare pe fondul imaginii obiectului. Curentul I este o măsură a temperaturii filamentului, respectiv a temperaturii obiectului măsurat.

Deoarece temperatura filamentului nu trebuie să depășească 1 500°C (în caz contrar nu își mai menține caracteristicile în timp) în cazul măsurării temperaturilor mai ridicate (pînă la 3 000°C) se intercalează un filtru absorbant F'.

Gama de valori ale temperaturii măsurate este în mod obișnuit de 600...2 000°C cu o precizie tipică de 0,5%.

2.7. TRADUCTOARE PENTRU SEMNALE MAGNETICE

2.7.1. MĂSURAREA INTENSITĂȚII CÎMPULUI MAGNETIC

În mod uzual, măsurarea are loc în medii care nu sînt feromagnetice ; ca urmare, ceea ce se măsoară de fapt este inducția magnetică, aparatele respective fiind denumite *teslametre*.

● **Teslametre cu bobină detectoare.** Bobina detectoare execută o mișcare de rotație sau vibrație în cîmpul măsurat. Se măsoară tensiunea indusă în bobină.

O variantă a sistemului cu bobină detectoare o constituie *fluxmetrul* : de exemplu, prin scoaterea sau introducerea bobinei în cîmpul măsurat se determină variația de flux integrînd în timp variația tensiunii induse în bobină.

● **Teslametre cu traductor Hall.** Structura de principiu a unui traductor Hall este indicată în figura 2.49. Tensiunea Hall, V_H, este dată de relația

$$V_H = S_H I B, \tag{2.41}$$

unde S_H este sensibilitatea traductorului, invers proporțională cu grosimea probei și cu concentrația de purtători, avînd valori tipice de ordinul 1 V/AT. Gama de valori măsurate este 0,1 mT...10 T, precizia uzuală fiind de 1...5%. Un avantaj important este dat de dimensiunile reduse ale traductorului, de ordinul milimetrilor.

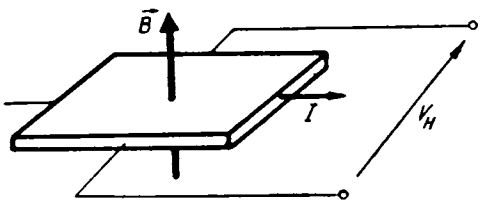


Fig. 2.49. Traductorul Hall.

● **Teslametre cu traductor feromagnetic.** Traductorul [A6] (fig. 2.50) conține două miezuri identice, cu înfășurările de c.a. conectate aditiv și înfășurările de detecție în opoziție. Sub acțiunea cuplului de măsurat, înfășurările de detecție furnizează un semnal de armonica a doua, care este amplificat și detectat sincron.

Aceste teslametre sînt foarte sensibile (se ajunge pînă la 1 nT). Limita superioară de măsurare nu depășește 1 mT.

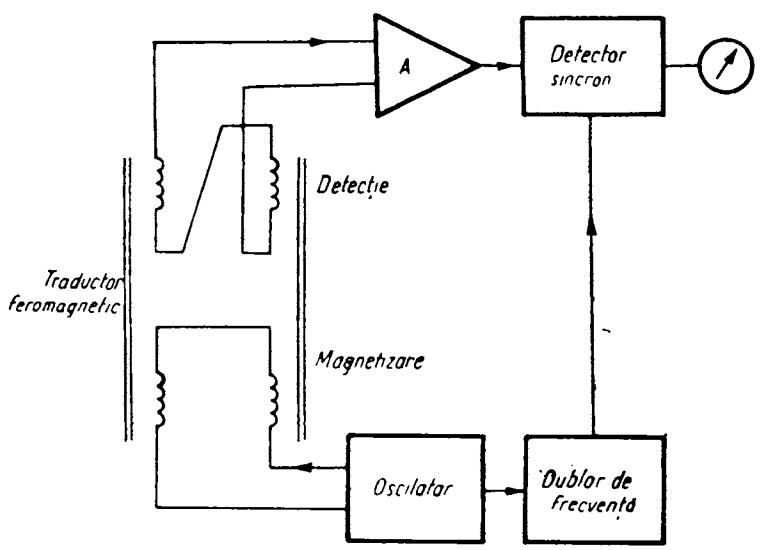


Fig. 2.50. Structura de principiu a teslametrului cu traductor feromagnetic.

● **Teslametre cu rezonanță magnetică nucleară, [A6].** În aceste teslametre se folosește proporționalitatea dintre frecvența de precesie, f_p, a protonului și inducția magnetică, B:

$$2\pi f_p = \gamma B, \tag{2.42}$$

γ fiind constanta giromagnetică a protonului, practic independentă de orice factor de mediu, avînd o valoare cunoscută cu o aproximație de 1 ppm.

Semnalul de frecvență f_p se poate pune în evidență fie prin *inducție forțată* (frecvența f a unui cîmp B auxiliar este baleiată în jurul valorii f_p; în momentul în care $f = f_p$, se produce o absorbție de energie de la cîmpul auxiliar care se pune în evidență prin scăderea factorului de calitate al unui circuit rezonant), fie prin *inducție liberă* (se măsoară frecvența semnalului indus într-o bobină de către momentele magnetice ale protonilor în timpul precesiei).

Prin metoda cu inducție forțată se măsoară cîmpuri puternice (0,02...2 T), iar prin metoda cu inducție liberă — cîmpuri slabe (1 nT...1 mT).

Este important de observat că fluxmetrele cu rezonanță magnetică nucleară sînt singurele aparate, dintre cele descrise aici, care măsoară *modulul* vectorului inducției magnetice, deci rezultatul măsurării nu depinde de orientarea traductorului.

2.7.2. TRADUCTOARE HALL INTEGRATE

Realizarea unui traductor Hall nu pune probleme deosebite în cazul tehnologiei planare. Pentru a mări sensibilitatea S_H a traductorului, el se construiește în stratul epitaxial de tip *n* (are concentrația de purtători cea mai scăzută), ca în figura 2.51. Construirea pe același cip a unor circuite de prelucrare permite realizarea unor traductoare cu ieșire *liniară* (sensibilitatea tipică 0,1...1 V/T) sau de tip *comparator*, [D15]. Alături de traductoarele de presiune cu diafragmă din siliciu traductoarele Hall constituie cele mai răspîndite traductoare integrate, fiind fabricate într-o mare varietate de tipuri de numeroase firme, avînd o gamă de aplicații foarte largă, [D15].

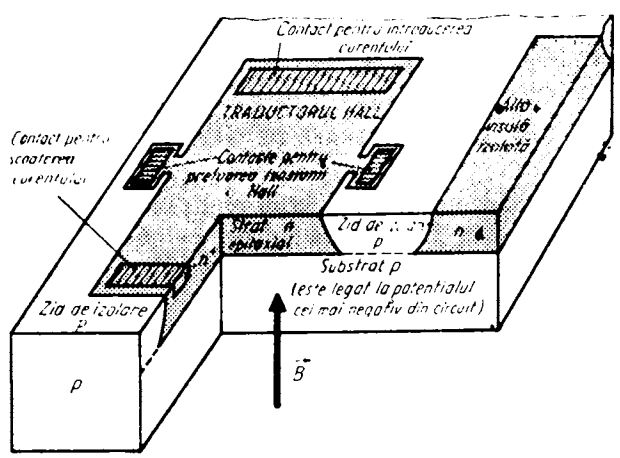


Fig. 2.51. Traductor Hall integrat.

2.7.3. MAGNETOREZISTOARE

Variația rezistenței electrice a unei plăci conductoare sub influența cîmpului magnetic aplicat este proporțională cu radicalul mobilității și cu radicalul intensității cîmpului magnetic. Din acest motiv, pentru realizarea de magnetorezistoare sînt preferate materialele semiconductoare cu mobilitate foarte mare, de exemplu InSb (mobilitatea electronilor este de 7 800 cm^2/Vs față de 1 400 cm^2/Vs la siliciu).

2.8. TRADUCTOARE PENTRU SEMNALE CHIMICE

2.8.1. ANALIZOARE DE GAZE

Analizoarele de gaze sînt destinate în general măsurării unui singur component. Funcționarea lor se bazează pe măsurarea unui parametru fizic sau electrochimic al amestecului analizat.

● **Măsurarea conductivității termice.** Pentru un amestec de gaze, conductivitatea termică este dată, în primă aproximație, de media aritmetică ponderată a conductivităților termice ale gazelor componente. Ca urmare, măsurarea conductivității termice a unui amestec de două gaze în condițiile în care conductivitățile termice ale gazelor componente sînt cunoscute conduce la determinarea concentrației procentuale a componentelor.

Măsurarea conductivității termice se realizează prin determinarea puterii disipate de un fir subțire metalic în regim staționar.

Utilizările tipice constau din măsurarea conținutului de CO_2 în gazele de ardere și a hidrogenului și a SO_2 în aer.

● **Măsurarea căldurii de reacție.** Conținutul în componenți combustibili sau în oxigen al unui amestec gazos se stabilește prin arderea lor catalitică. Căldura de reacție determină creșterea temperaturii catalizatorului care este măsurată pe cale electrică (de exemplu catalizatorul este din platină și i se măsoară variația de rezistență).

● **Măsurarea absorbției în infraroșu.** Sensibilitățile tipice care se obțin sînt de ordinul 0,005...0,02% în volum, pentru CO, CO_2, CH_4, C_2H_2 etc.

● **Măsurarea susceptibilității magnetice.** Aceste analizoare se bazează pe diferența care există între componenții unui amestec de gaze în ceea ce privește susceptibilitatea magnetică $\varkappa$. Dintre gaze, susceptibilitatea magnetică specifică ($\varkappa$/densitate) cea mai mare o are oxigenul, apoi dioxidul de azot (aproximativ 0,43 din cea a oxigenului). Pentru restul gazelor de interes (N_2, H_2, CO_2, NH_3, CH_4, C_2H_2 etc.) sînt caracteristice valori negative de 500...1 000 de ori mai mică ca la oxigen. Din aceste motive analizoarele bazate pe măsurarea susceptibilității magnetice se utilizează în exclusivitate numai ca analizoare de oxigen, avînd gama de măsurare cea mai sensibilă de circa 1% vol. O_2.

2.8.2. CROMATOGRAFE DE GAZE

Cromatograful de gaze realizează *separarea componenților unui amestec* de gaze prin injecția sa într-o coloană prin care este vehiculat de un gaz purtător. Durata de reținere de către coloană diferă pentru fiecare component astfel că la ieșirea din coloană componenții apar succesiv, concentrația fiecăruia determinîndu-se — de exemplu — cu un traductor termoconductometric.

2.8.3. TRADUCTOARE ELECTROCONDUCTOMETRICE PENTRU CONCENTRAȚIA SOLUȚIILOR

Conductivitatea electrică, σ, a unei soluții de electroliți este dată de relația

$$\sigma \sim f \alpha c, \tag{2.43}$$

unde f este coeficientul de activitate al soluției, α — gradul de disociere (raportul număr de molecule disociate/număr de molecule dizolvate) și c — concentrația soluției. Dependența liniară dată de relația (2.43) este valabilă numai la concentrații mici.

Traductorul electroconductometric este format din doi electrozi metalici care nu reacționează cu soluția măsurată, plasați într-un vas umplut sau străbătut de soluția respectivă.

Se preferă măsurarea în c.a. deoarece în acest fel se pot elimina erorile date de polarizările electrozilor. Un factor important de eroare îl poate constitui dependența de temperatură a conductivității, de ordinul 1...3%/°C.

2.8.4. TRADUCTOARE DE UMIDITATE

Umiditatea gazelor se poate determina fie prin măsurarea permitivității gazului (care crește cu conținutul de apă), fie prin variația de rezistență sau capacitate a traductorului datorită absorbției apei din gaz de către corpul care constituie rezistorul sau capacitorul.

Măsurarea umidității unor materiale solide care în stare uscată sînt practic izolante se bazează pe determinarea variației de rezistivitate, ρ,

$$\rho \sim umiditatea^{-n},$$

unde $n = 8...16$ în funcție de natura și structura materialului măsurat.

În cazul lichidelor sau pulberilor, traductoarele de umiditate se bazează pe măsurarea permitivității electrice (deci traductor capacitiv) care depinde practic liniar de concentrația volumetrică a apei.

2.8.5. TRADUCTOARE ELECTROMETRICE PENTRU *p*H

Unul dintre indicii cei mai importanți ai soluțiilor ce intervin în procesele de fabricație cu caracter chimic este gradul de aciditate sau alcalinitate al soluției, măsura sa fiind dată de concentrația ionilor de hidrogen exprimată prin intermediul *p*H, [B12], [B3].

Prin definiție, *p*H (potențialul de hidrogen) este

$$pH = -\log a_{H^+}, \tag{2.44}$$

unde a_{H^+} este activitatea ionilor de hidrogen,

$$a_H = H^+ f_H, \tag{2.45}$$

H^+ fiind concentrația ionilor de hidrogen în mol/l, iar f_H — coeficientul lor de activitate. Este important de observat că *p*H-ul măsoară numai a_{H^+}, deci *concentrația ionilor de hidrogen activi în soluție*, concentrație care determină de fapt comportarea fizico-chimică a soluției.

Pentru apă pură la 25°C, *p*H = 7. Gama uzuală de valori pentru *p*H este 1...14, valorile 1...7 corespunzînd soluțiilor acide, iar valorile 7...14 — soluțiilor bazice.

Metodele electrometrice de măsurare a *p*H se bazează în esență pe diferența de potențial care apare între un electrod metalic cufundat într-o soluție care conține ionii săi, dependentă de concentrația acestor ioni și de temperatură (v. § 2.3.2).

Potențialul unui electrod față de o soluție nu se poate măsura fără un al doilea electrod care să facă „contactul" la electrolit. Primul electrod, al cărui potențial depinde de concentrația ionilor de hidrogen, se numește *electrod de măsurare*, iar al doilea electrod, al cărui potențial trebuie să fie independent de concentrația de ioni de hidrogen din soluție, se numește *electrod de referință*. Ca electrozi de măsurare se utilizează în mod curent electrodul de hidrogen și electrodul de sticlă, iar ca electrod de referință electrodul de calomel, [B12].

● **Electrodul de hidrogen.** Constructiv, electrodul de hidrogen se compune dintr-o plăcuță (sau fir) de platină acoperit cu platină spongioasă cufundată în soluție. Peste plăcuța de platină se barbotează continuu hidrogen.

Pentru o presiune parțială a hidrogenului gazos (p_{H_2}) constantă potențialul electrodului de hidrogen este dat de relația

$$E = E_0 + \frac{RT}{F} \ln a_{H^+}, \tag{2.46}$$

unde E_0 depinde de p_{H_2}.

În condiții standard ($p_{H_2} = 1$ atm), potențialul E_0 (pentru $a_{H^+} = 1$, $E = E_0$) este considerat *potențialul standard al electrodului de hidrogen și este luat — prin convenție — egal cu zero la orice temperatură și în orice mediu*, constituind etalonul primar al tuturor măsurărilor potențiometrice. Cu această observație, relația (2.46) se scrie

$$E = \frac{RT}{F} \cdot p\mathrm{H} = [58{,}18 + 1{,}985(\theta - 20)] \cdot p\mathrm{H}\ [\mathrm{mV}], \tag{2.47}$$

unde θ este exprimat în °C.

● **Electrodul de sticlă.** Electrodul de sticlă este alcătuit dintr-o membrană de sticlă cu o compoziție specială și o grosime de 50...100 μm — având de obicei o formă sferică cu diametrul de 5...30 mm. În interiorul sferei delimitate de această membrană se introduc o soluție tampon cu un *p*H constant și un electrod de contact (fig. 2.51).

Acest electrod de sticlă face parte din clasa electrozilor cu membrană, [B12], utilizarea sa în măsurările de *p*H bazîndu-se pe faptul că potențialul care apare la interfața soluție măsurată — membrană depinde de activitatea ionilor de hidrogen din soluția măsurată. Dependența potențialului membranei de sticlă de valoarea *p*H (deci de activitatea ionilor de hidrogen) urmează o lege de forma (2.46) într-o gamă de valori ale *p*H mult redusă în comparație cu electrodul de hidrogen (tipic 1...11 *p*H). În medii puternic acide sau puternic bazice, electrozii de sticlă dau indicații eronate asupra *p*H, care se pot elimina însă prin corecții adecvate, [B12].

● **Electrodul de referință.** În marea majoritate a cazurilor de măsurare a *p*H se întrebuințează ca electrod de referință electrodul de calomel* saturat (v. fig. 2.52). Potențialul electrodului de calomel saturat, E_r, variază cu temperatura:

$$E_r = 242 - 0{,}65\,(\theta - 20)\ [\mathrm{mV}], \tag{2.48}$$

unde θ este exprimat în °C.

● **Lanțul de măsurare.** Structura de principiu a unui lanț de măsurare a *p*H este indicată în figura 2.52. În figura 2.53 se indică cu titlu de exemplu [B3] dependența tensiunii date de un lanț electrod de sticlă umplut cu o soluție etalon de *HBr* având *p*H = 1,40 și folosind un electrod auxiliar cu bromură de argint și un electrod de referință cu calomel, în funcție de *p*H și de temperatură. Se observă că există o valoare a $p\mathrm{H}_{is}$ (numită *izopotențială*) la care dependența de temperatură este nulă în cazul acestui exemplu ($p\mathrm{H}_{is} = 4{,}13$). Ținînd cont de această observație, expresia caracteristicii statice se poate scrie

$$E = E_{is} - S(\theta)[p\mathrm{H} - p\mathrm{H}_{is}]. \tag{2.49}$$

* Calomelul este numele sub care este cunoscută clorura de mercur (Hg_2Cl_2).

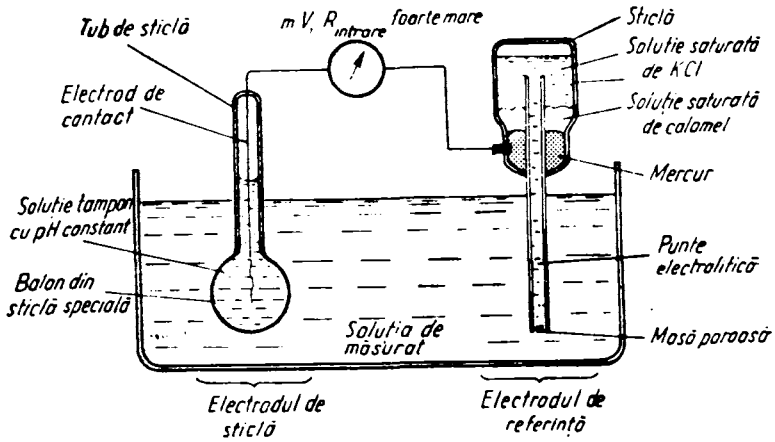


Fig. 2.52. Structura de principiu a unui lanț de măsurare de pH cu electrod de sticlă și electrod de calomel.

unde E_{is}, pH_{is} sînt coordonatele punctului izopotențial, iar $S(\theta)$ — sensibilitatea electrodului de măsurare. Înlocuind valorile E_{is}, pH_{is} și expresia (2.47) se obține

$$E = -249{,}18 - [58{,}18 + 1{,}985(\theta - 20)](pH - 4{,}13), \quad (2.50)$$

unde θ este exprimat în °C.

În legătură cu utilizarea electrodului de sticlă trebuie observat că datorită particularităților constructive rezistența internă a lanțului de măsurare este de obicei foarte mare, 1...1 000 MΩ, valorile mai mari fiind caracteristice electrozilor destinați utilizărilor industriale, care din motive de robustețe sînt făcuți din sticlă mai groasă. Ca urmare, circuitul de prelucrare trebuie să aibă la intrare un amplificator de tensiune cu o rezistență de intrare foarte mare (tipic 1...10 GΩ).

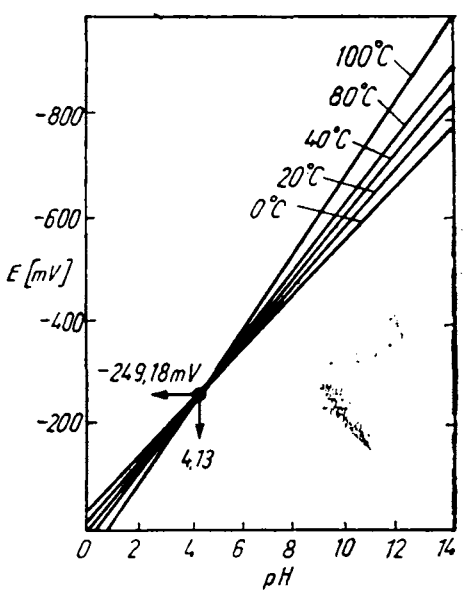


Fig. 2.53. Dependența tensiunii generate de un lanț ca cel din figura 2.52 în funcție de pH și temperatură.

3

BLOCURI ELECTRONICE ÎN *AEMC*

3.1. AMPLIFICATOARE DE MĂSURARE

3.1.1. NOȚIUNI INTRODUCTIVE

Amplificatoarele de măsurare, denumite și *amplificatoare de instrumentație sau instrumentale* și — simplu — *amplificatoare diferențiale*, sînt elemente componente aproape obligatorii în componența oricărui sistem de măsurare sau de achiziție de date. În continuare, se va prefera prima denumire cu abrevierea *AM*.

3.1.1.1. Particularitățile amplificatoarelor de măsurare

Performanțele unui circuit de măsurare sînt determinate de **ansamblul sursă de semnal —amplificator—sarcină.** *Sursele de semnal* pot fi foarte diverse : de tensiune, de curent, de sarcină etc. și *sarcinile*, la rîndul lor, trebuie comandate în curent sau în tensiune pentru impedanțe variind în limite largi, de la cîțiva ohmi la $10^5 \ldots 10^7$ ohmi. Așa cum se va arăta mai departe, calitatea amplificatorului este cea care determină esențial performanțele circuitului de măsurare.

Un *AM*, fără a fi principial deosebit de un amplificator diferențial obișnuit, este un amplificator folosit în *măsurarea mărimilor* electrice sau neelectrice. *AM* trebuie să satisfacă cerințe deosebite privind sensibilitatea, stabilitatea, insensibilitatea la condițiile de funcționare, să aibă erori statice minime și un răspuns în frecvență cunoscut și reproductibil. *AM* trebuie să aibă de asemenea un zgomot propriu redus, să rejecteze semnalele de mod comun la intrare și să se poată conecta la distanțe relativ mari de sursa de semnal și de sarcină.

● În figura 3.1 *AM* este **conectat la o sursă de tensiune și la o sarcină comandată în tensiune.** Amplificatorul este caracterizat în primul rînd prin amplificarea de tensiune, $A_v = \frac{v_{oi}}{v_i}$. Se observă ușor că amplificarea de ten-

siune de la sursa de semnal la sarcină, denumită amplificare de tensiune disponibilă, $A_{vd} = \frac{v_o}{v_s}$, este mai mică decît A_v, conform relației:

$$A_{vd} = \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_{oi}\dfrac{R_L}{R_L + r_o}}{v_i \dfrac{R_s + r_i}{r_i}} = A_v \cdot \frac{r_i}{R_s + r_i} \cdot \frac{R_L}{R_L + r_o}. \tag{3.1}$$

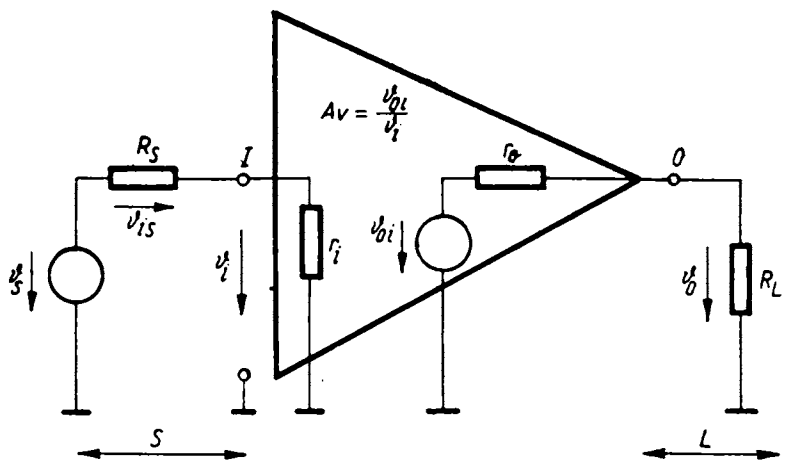


Fig. 3.1. Conectarea unui amplificator de tensiune.

Amplificarea disponibilă se micșorează față de amplificarea A_v prin factorii de divizare ai tensiunii în circuitele intrării și respectiv ieșirii. Pentru a putea conta pe o valoare cunoscută a amplificării disponibile în condițiile unor surse de semnal și sarcini variabile, se impun inegalitățile:

$$r_i \gg R_s, \; r_o \ll R_L. \tag{3.2}$$

Ideal ar fi ca AM să se prezinte ca un receptor ideal de tensiune ($r_i \to \infty$) în circuitul intrării și ca o sursă ideală de tensiune ($r_o \to 0$) în circuitul sarcinii.

● În figura 3.2 este reprezentată **conectarea unui** AM **la o sursă de curent cu ieșirea în tensiune.** Aici, amplificarea este o transimpedanță $Z_T = \frac{v_o}{i_i}$. Transimpedanța disponibilă este:

$$Z_{Td} = \frac{v_o}{i_s} = \frac{v_{oi}\dfrac{R_L}{R_L + r_o}}{i_i \dfrac{Y_S + y_i}{y_i}} = Z_T \cdot \frac{y_i}{Y_S + y_i} \cdot \frac{R_L}{R_L + r_o} \tag{3.3}$$

de unde, similar cazului precedent, rezultă condițiile:

$$y_i \gg Y_S \left(\text{sau } r_i = \frac{1}{y_i} \ll R_S = \frac{1}{Y_S}\right) \text{ și } r_o \ll R_L. \tag{3.4}$$

Aici AM trebuie să se comporte în circuitul intrării ca un receptor ideal de curent ($y_i \to \infty$).

Dacă mărimea de ieșire a amplificatorului este un curent, se deduce ușor că în circuitul sarcinii trebuie îndeplinită condiția:

$$r_o \gg R_L \text{ sau } y_o \ll Y_L. \tag{3.5}$$

Din cele de mai înainte se vede că performanțele ansamblului sînt asigurate grație rigorilor impuse amplificatorului de măsurare.

○ **Notă.** În cele ce urmează, prin AM vom înțelege doar amplificatoarele de tensiune.

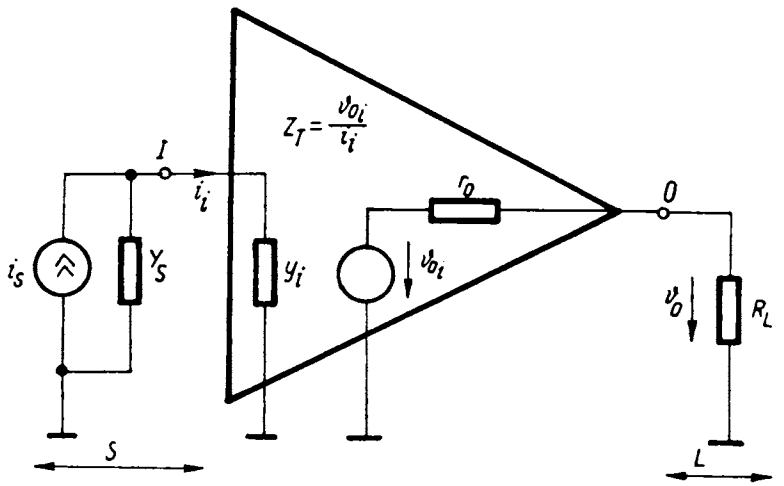


Fig. 3.2. Conectarea unui amplificator de transimpedanță.

3.1.1.2. Parametrii amplificatoarelor de măsurare

Principalii parametri ai AM sînt:

• *amplificarea nominală*, fixă sau variabilă, definită în condiții specificate de sursă de semnal, sarcină, alimentare în curent continuu și de mediu ambiant;

• *neliniaritatea amplificării*, definită ca abatere maximă în procente a tensiunii de ieșire față de răspunsul liniar ideal, $v_o = A_v v_i$, măsurată pentru întreg domeniul lui v_i;

• *senzitivitățile amplificării* la variațiile tensiunilor de alimentare, temperaturii etc., exprimate în valori relative ale modificărilor amplificării, raportate la mărimea variației factorului perturbator. Se exprimă în ppm/V, ppm/°C etc.;

• *rejecția modului comun*, definită ca la amplificatoarele diferențiale (*CMR*).

Tot ca la amplificatoarele diferențiale se definesc:

• *impedanța de intrare diferențială*, z_{id};
• *impedanța de intrare pe mod comun*, z_{ic};
• *impedanța de ieșire*, z_o;
• *curentul de polarizare*, I_B, și *curentul de ofset*, I_{OS};
• *tensiunea de ofset*, V_{OS};
• *derivele* lui I_B, I_{OS}, V_{OS};
• *produsul amplificare-bandă*, f_T.

3.1.2. CONFIGURAȚII DE BAZĂ

În vederea obținerii performanțelor specificate mai sus, la realizarea amplificatoarelor de măsurare se recurge la *circuite cu reacție negativă puternică*, ceea ce asigură o valoare predictibilă și stabilă a amplificării și senziti-

vităţi mici la factorii perturbatori, o dată cu asigurarea unei bune liniarităţi şi a unui răspuns îmbunătăţit în frecvenţă.

Pentru a obţine erori statice minime şi rejecţia semnalelor de mod comun, se folosesc *circuite simetrice* atît în structura schemei, cît şi în realizarea concretă, avînd în vedere o variaţie izotermă a temperaturii elementelor componente, conform cu principiile de realizare a amplificatoarelor operaţionale.

Amplificatoarele operaţionale avînd, de cele mai multe ori, intrare diferenţială, amplificare mare de tensiune, rezistenţe de intrare relativ mari şi rezistenţe de ieşire relativ mici sînt elemente constitutive importante în realizarea *AM*. Cu ajutorul lor a devenit posibilă construirea unor *AM* cu performanţe ridicate, la un gabarit şi un cost reduse. Amplificarea iniţială mare a *AO* a permis utilizarea unor reacţii negative puternice, chiar pentru valori mari ale amplificării cu reacţie (10^3). Reacţia negativă se poate aplica în circuitul intrării atît sub forma reacţiei în tensiune, cît şi sub forma reacţiei în curent.

3.1.2.1. Amplificatoare de măsurare cu reacţie negativă de tensiune

● **Amplificator diferenţial cu un AO.** Amplificatoarele de măsurare cu reacţie în tensiune derivă din circuitul amplificatorului diferenţial cu reacţie negativă reprezentat în figura 3.3. Admiţînd un *AO* ideal ($V_{OS} = 0$, $I_B = 0$, $z_i \to \infty$, $z_o \to 0$, $\mu \to \infty$) se vor determina amplificarea diferenţială, amplificarea şi rejecţia semnalului de mod comun. Tensiunea de ieşire v_o este:

$$v_o = v_{i1}\frac{R_4}{R_3+R_4}\cdot\frac{R_2+R_1}{R_1} - v_{i2}\frac{R_2}{R_1}. \tag{3.6}$$

Condiţia de **funcţionare ideală a amplificatorului diferenţial** se obţine prin egalarea coeficienţilor tensiunilor de intrare:

$$\frac{R_4}{R_3+R_4}\cdot\frac{R_2+R_1}{R_1} = \frac{R_2}{R_1} \text{ sau } \frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1} = k. \tag{3.7}$$

Pentru compensarea efectelor curenţilor de polarizare ai intrărilor, cu sursele de intrare pasivizate, rezultă condiţia:

$$I_B^- \cdot \frac{R_1R_2}{R_1+R_2} = \frac{R_3R_4}{R_3+R_4}\cdot I_B^+. \tag{3.8}$$

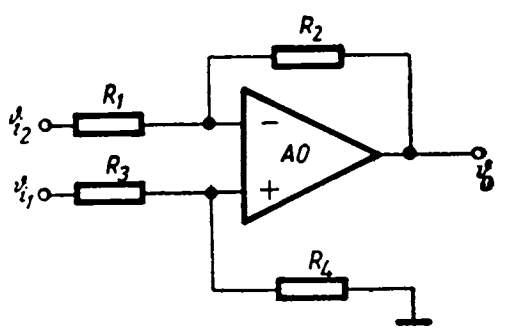


Fig. 3.3. Amplificator diferenţial cu un *AO*.

Din ultimele două relaţii rezultă condiţia ca circuitul să fie un amplificator diferenţial:

$R_1 = R_3$; $R_2 = R_4$ şi, înlocuind, expresia tensiunii de ieşire este:

$$v_o = (v_{i1} - v_{i2})\cdot\frac{R_2}{R_1} = (v_{i1} - v_{i2})\cdot k, \tag{3.9}$$

k fiind valoarea *amplificării diferenţiale*.

Pentru un amplificator cu rejecția modului comun cunoscută, CMR_A, cu relația (3.7) îndeplinită, tensiunea de ieșire corespunzătoare unei tensiuni de intrare pe mod comun $v_{ic} = v_{i1} = v_{i2}$ se poate obține considerînd tensiunea de intrare echivalentă în circuitul de intrare al AO corespunzătoare tensiunii aplicate efectiv intrărilor și observînd că tensiunea la intrarea amplificatorului ideal este nulă:

$$v_{ic}\cdot\frac{R_4}{R_3+R_4}+v_{ic}\cdot\frac{R_4}{R_3+R_4}\cdot\frac{1}{CMR_A}=v_{ic}+(v_o-v_{ic})\frac{R_1}{R_1+R_2}. \tag{3.10}$$

Exprimînd rapoartele în funcție de k și grupînd termenii se obține:

$$v_{ic}\left[\frac{k}{1+k}\left(1+\frac{1}{CMR_A}\right)-1+\frac{1}{1+k}\right]=v_o\cdot\frac{1}{1+k} \tag{3.11}$$

și *amplificarea semnalului de mod comun*:

$$A_c=\frac{v_o}{v_{ic}}=\frac{k}{CMR_A}. \tag{3.12}$$

Rejecția modului comun pentru amplificatorul diferențial este:

$$CMR=\frac{k}{A_c}=CMR_A, \tag{3.13}$$

deci egală cu rejecția amplificatorului operațional folosit.

Rejecția amplificatoarelor reale este înrăutățită prin **abaterea valorii rezistențelor de la relația** (3.7). Cazul cel mai defavorabil poate fi considerat atunci cînd rapoartele rezistențelor din circuitele celor două intrări au abateri opuse față de valoarea ideală:

$$k_1=\frac{R_2}{R_1}=k(1+\delta)\ \text{și}\ k_2=\frac{R_4}{R_3}=k(1-\delta). \tag{3.14}$$

Pentru un amplificator cu rejecție infinită, tensiunea de ieșire corespunzătoare unei excitații pe modul comun rezultă prin suprapunerea efectelor tensiunii v_{ic} pe traseele celor două intrări ale AO:

$$v_o=v_{ic}\frac{R_4}{R_3+R_4}\cdot\frac{R_1+R_2}{R_1}-v_{ic}\frac{R_2}{R_1}; \tag{3.15}$$

$$v_o=v_{ic}\left[\frac{1}{\frac{1}{k_2}+1}(1+k_1)-k_1\right]=v_{ic}\frac{k_2(1+k_1)-k_1(1+k_2)}{1+k_2}. \tag{3.16}$$

Înlocuind k_1 și k_2 cu valorile lor din (3.14) rezultă, după simplificarea expresiei:

$$v_o=v_{ic}\frac{-2k\delta}{1+k(1-\delta)}. \tag{3.17}$$

Amplificarea tensiunii de mod comun este deci:

$$A_c=\frac{v_o}{v_{ic}}=-\frac{2k\delta}{1+k(1-\delta)} \tag{3.18}$$

și *rejecția* amplificatorului:

$$CMR=\frac{k[1+k(1-\delta)]}{-2k\delta}=-\frac{1+k(1-\delta)}{2\delta}. \tag{3.19}$$

Evident, pentru $\delta \to 0$, $CMR \to \infty$, iar pentru abateri $\delta \ll 1$ se poate folosi expresia aproximativă:

$$CMR = -\frac{1+k}{2\delta}. \tag{3.20}$$

Relația arată creșterea rejecției cu mărirea amplificării și scăderea acesteia prin creșterea abaterii rapoartelor rezistențelor de la valoarea din (3.7). Pentru cazul particular al amplificatorului diferențial cu amplificare unitară ($k = 1$), prin folosirea unor rezistențe cu toleranța $\delta = 0{,}1\%$ luate la întîmplare, rejecția minimă corespunzătoare situației celei mai defavorabile este 10^3 sau 60 dB. Desigur, rejecția finită a AO contribuie la înrăutățirea rejecției ansamblului, dar mărimea uzuală a acesteia (80...100 dB) are un efect neglijabil în comparație cu efectul lui δ.

Rezultă de aici cu evidență rolul rezistențelor $R_1 \ldots R_4$ în asigurarea unei rejecții mari a tensiunii de mod comun. Acestea trebuie să fie de înaltă precizie și stabilitate și la multe amplificatoare se folosește ajustarea individuală cu fascicul laser.

Amplificatorul diferențial prezentat are unele **inconveniente** care limitează utilizarea sa în forma prezentată.

— *Impedanțele de intrare* sînt *diferite* pentru cele două intrări. Se observă ușor prin pasivizarea alternativă a celor două intrări că rezistențele de intrare sînt R_1 pentru intrarea inversoare și $R_3 + R_4 = (1 + k)R_1$ pentru intrarea neinversoare. În cazul unor surse de tensiune cu rezistențe interne diferite pentru cele două intrări se produce nu numai o micșorare a amplificării disponibile, ci și o înrăutățire a CMR conform relației (3.20), deoarece rezistențele interne ale surselor de tensiune se însumează cu R_1, respectiv cu R_3.

— *Impedanțele de intrare* sînt în sine relativ *mici*, deoarece R_3, R_1 nu pot fi mărite peste 10^6 Ω (s-ar modifica răspunsul în frecvență prin șuntarea lor de către capacitățile parazite proprii și de montaj). Pentru amplificări de ordinul $10^2 \ldots 10^3$ rezultă rezistențe R_1, R_3 de ordinul 1...10 kΩ.

— Modificarea sau *ajustarea amplificării* este *dificilă*, deoarece implică modificarea cel puțin a unei perechi de rezistențe pentru a asigura permanent proporția din relația (3.7).

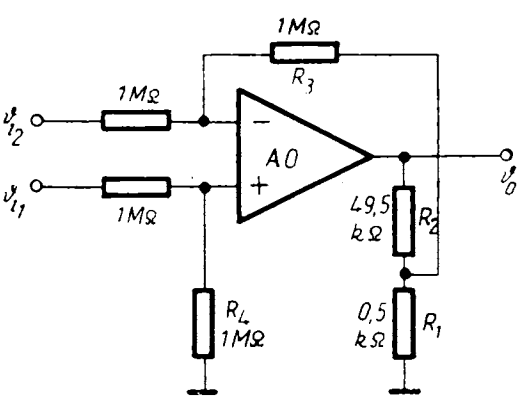


Fig. 3.4. Amplificator diferențial cu impedanța de intrare mărită.

● **Amplificator diferențial cu un AO, cu impedanță de intrare mărită.** O modalitate de obținere a unor impedanțe de intrare mari este reprezentată în figura 3.4. Amplificatorul diferențial este conectat pentru amplificare unitară, dar reacția negativă se preia din divizorul rezistiv R_1, R_2. Impedanțele de intrare sînt respectiv 1 MΩ și 2 MΩ, iar amplificarea

globală este inversul factorului de reacție negativă, care se poate exprima ușor observînd că $R_3 \gg R_1 \parallel R_2$:

$$v_o = (v_{i1} - v_{i2}) \frac{R_2 + R_1}{R_1}. \tag{3.21}$$

● **Amplificator diferențial cu impedanța de intrare mărită, folosind repetoare la intrare.** O rezolvare mai puțin economică, dar mai eficientă se vede în figura 3.5. Amplificatoarele *AO1*, *AO2* conectate ca repetoare de

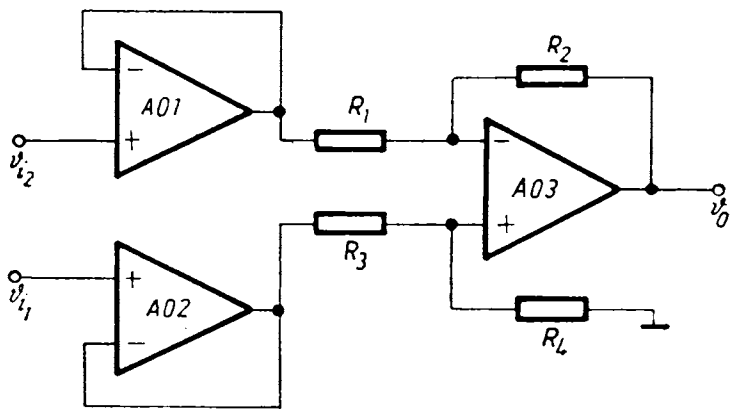


Fig. 3.5. Amplificator diferențial cu repetoare la intrare.

tensiune asigură o impedanță de intrare aproape egală cu impedanța de intrare pe mod comun a *AO*, care obișnuit este de ordinul 10^7 Ω pentru *AO* monolitice. Trebuie totuși subliniat că sursa de semnal închide curentul de polarizare I_B^+ al repetorului și cuplajul trebuie neapărat să fie galvanic, iar sursa de semnal să permită trecerea curentului continuu. Impedanța de ieșire a repetoarelor $z_{oR} = \frac{r_o}{\mu+1}$ este atît de mică încît se poate neglija nu numai față de R_1, R_3, ci chiar față de rezistențele cablajului.

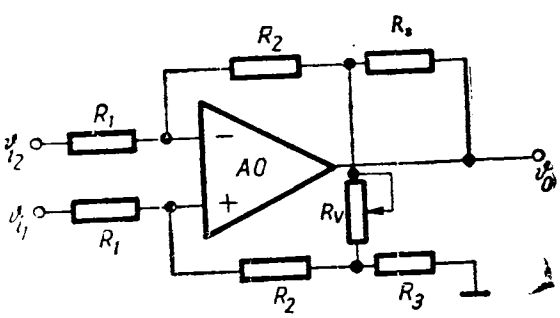


Fig. 3.6. Amplificator diferențial cu amplificare reglabilă.

○ **Observație.** Această schemă reprezintă un *AM* propriu-zis.

● **Amplificator diferențial cu amplificare reglabilă.** Reglarea continuă sau în trepte a amplificării este posibilă cu ajutorul circuitului din figura 3.6. Din simetria circuitului rezultă că pentru semnalul de intrare diferențial potențialele punctelor mediane ale rezistențelor R_2, R_3 evoluează simetric și curenții prin cele două rezistențe R_2 sînt egali, circulînd însă în sensuri contrare față de intrările *AO*. Considerînd această simetrie, tensiunea de ieșire se poate exprima direct ca produs al amplificării corespunzătoare am-

plificatorului diferențial cu inversul factorului de reacție negativă pentru semnal diferențial și cu tensiunea diferențială de intrare:

$$v_o = (v_{i1} - v_{i2}) \cdot \frac{R_3}{R_1}\left(1 + \frac{2R_3}{R_V}\right). \tag{3.22}$$

Pentru surse ideale de tensiune, circuitul are performanțe bune și permite reglajul în limite largi al amplificării prin modificarea unei singure rezistențe, R_V. Din păcate, celelalte rezistențe trebuie să fie egale două cîte două pentru asigurarea CMR, iar amplificarea variază invers proporțional cu R_V. Ultimul fapt nu este un inconvenient pentru circuite cu amplificarea variabilă în trepte, dar este un dezavantaj atunci cînd amplificarea trebuie ajustată continuu, de preferință proporțional cu variația unui reostat de precizie.

○ **Notă.** Pentru circuitul descris, impedanțele de intrare la cele două intrări sînt egale, dar relativ mici. Prin completarea circuitului cu cele două repetoare la intrări, ca în figura 3.7, se obține o impedanță *de intrare mare*.

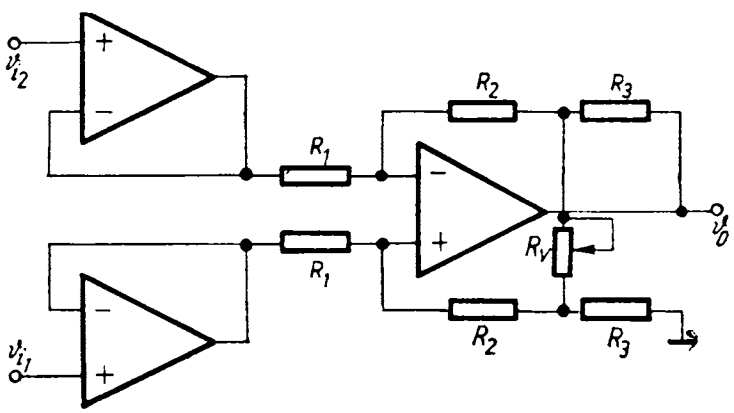


Fig. 3.7. Amplificator de măsurare cu amplificare reglabilă.

● **Amplificator de măsurare cu rejecția modului comun îmbunătățită.** Cu același număr de elemente constitutive, configurația din figura 3.8 oferă o mai bună rejecție a semnalului de mod comun prin ajustarea tuturor rezistențelor sau, avînd în vedere considerente economice, prin ajustarea îngrijită a numai două rezistențe (R_1) pentru un CMR moderat. Amplificatoarele *AO1*, *AO2* sînt conectate simetric ca amplificatoare neinversoare, asigurînd o impedanță de intrare rezonabil de mare, iar *AO3* este un amplificator diferențial ca în figura 3.3. Avînd în vedere simetria schemei, expresia tensiunii de ieșire este:

$$v_o = (v_{i1} - v_{i2}) \frac{2R_1}{R_V} \cdot \frac{R_3}{R_2} \cdot \tag{3.23}$$

Pentru excitație pe modul comun, $v_{ic} = v_{i1} = v_{i2}$, amplificarea etajelor de intrare este egală cu unitatea, în timp ce amplificarea diferențială $\frac{2R_1}{R_V}$ poate fi supraunitară. La excitarea pe mod comun tensiunea de ieșire are expresia:

$$v_{oc} = v_{ic} \cdot 1 \cdot (CMR_3)^{-1} \cdot k \quad \text{— v. rel. (3.12),} \tag{3.24}$$

unde CMR_3 este rejecția modului comun pentru ansamblul *AO 3* cu R_2 și R_3, iar $k = \frac{R_3}{R_1}$.

Rejecția modului comun pentru întreg circuitul este:

$$CMR = \frac{v_o/(v_{i1} - v_{i2})}{v_{oc}/v_{ic}} = \frac{\frac{2R_1}{R_V} \cdot k}{k(CMR_3)^{-1}} = 2\frac{R_1}{R_V} \cdot CMR_3, \tag{3.25}$$

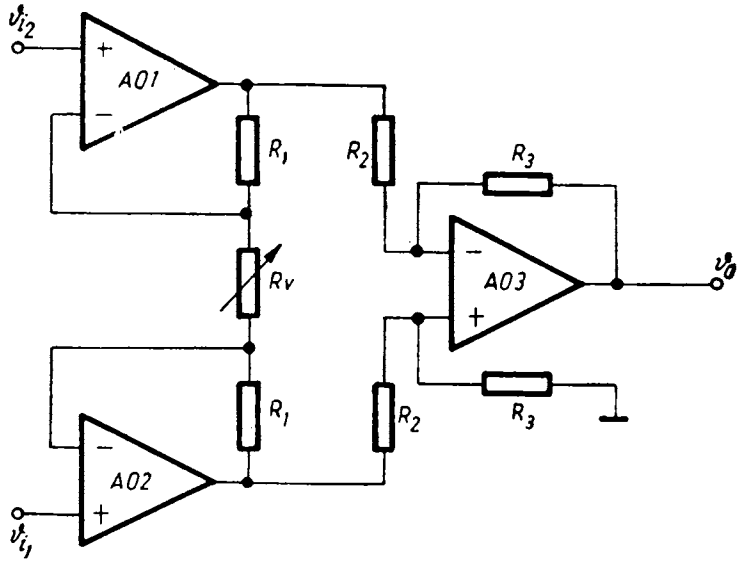


Fig. 3.8. Amplificator de măsurare cu rejecția modului comun îmbunătățită.

adică rejecția totală crește față de CMR_3, proporțional cu amplificarea diferențială a etajelor de intrare. Această proprietate permite fie realizarea unei rejecții îmbunătățite a întregului circuit prin selecția sau ajustarea îngrijită a tuturor rezistoarelor componente, fie toleranțe mai largi pentru R_2, R_3 și selectarea sau ajustarea doar a rezistoarelor R_1.

● **Amplificator de măsurare cu amplificare reglabilă liniar.** Prin folosirea unui *AO* suplimentar, schema din figura 3.9 oferă o variație a amplificării proporțională cu variația rezistenței de reglare R_V. AO_4, conectat ca amplificator inversor, controlează de fapt mărimea reacției negative aplicate amplificatorului diferențial echipat cu *AO3*:

$$\beta_3 = \frac{v_{o4}}{v_o} = A_{V4} = -\frac{R_3}{R_V}. \tag{3.26}$$

Tensiunea de ieșire are expresia:

$$v_o = (v_{i1} - v_{i2})\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_V}{R_3}. \tag{3.27}$$

Particularitatea acestui montaj constă în folosirea unui element activ în circuitul de reacție negativă, a cărei mărime nu mai este independentă de frecvență ca în cazul folosirii exclusive a rezistoarelor. Pentru amplificări globale supraunitare, β_3 trebuie să fie subunitar, astfel că în realitate *AO4* împreună cu rezistoarele aferente R_V, R_3 funcționează ca atenuator. Totuși, bucla de reacție negativă include două amplificatoare *AO3* și *AO4*, iar

amplificarea buclei este produsul amplificărilor complexe ale acestora, rezultînd o funcție de ordinul 2, mai susceptibilă față de compensarea în frecvență. Situația este mai critică atunci cînd $R_V \to 0$ și $A_{V4} \to \mu$, deoarece frecvența de tăiere a amplificatorului AO 4 cu reacție tinde în această situație spre frecvența de tăiere a AO singur, uzual de cca 10 Hz.

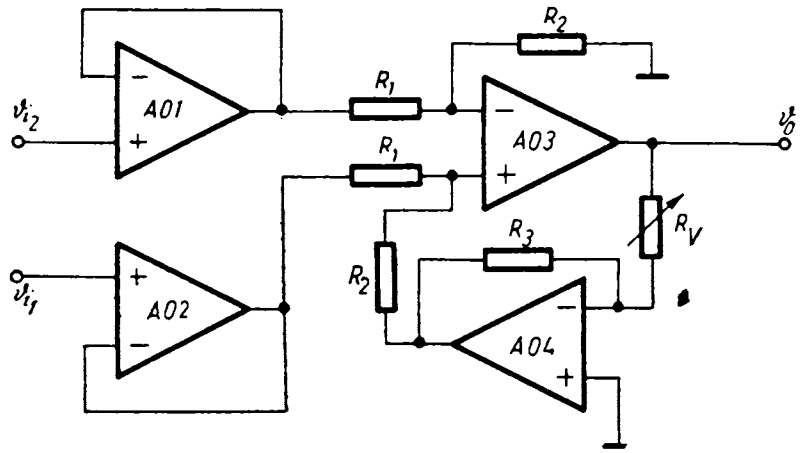


Fig. 3.9. Amplificator de măsurare cu amplificare reglabilă liniar.

În această schemă sînt preferabile AO cu elemente exterioare de compensare a caracteristicii de frecvență, care pot fi supracompensate mai comod, iar scăderea lui R_V trebuie să fie limitată la o fracțiune mică din valoarea maximă — de exemplu 1/100 — ceea ce încă permite reglarea liniară a amplificării pe două ordine de mărime.

● **Amplificator de măsurare cu două** AO. Schema din figura 3.10 reprezintă un amplificator de măsurare hibrid (BB 3626), cu posibilitatea ajustării amplificării cu un singur rezistor conectat exterior. Tensiunea de ieșire datorată celor două tensiuni de intrare se poate calcula prin superpoziție.

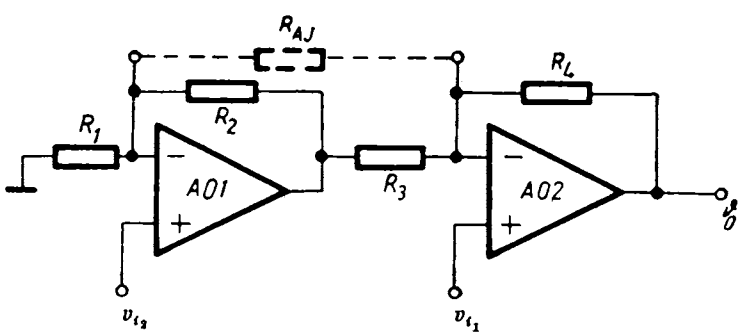


Fig. 3.10. Amplificator de măsurare cu două AO.

Dacă $v_{i2} = 0$, tensiunea la ieșirea $AO1$ va fi:

$$v_{o1} = -\frac{R_2}{R_{AJ}} v_{i1}; \tag{3.28}$$

$$v_o = v_{i1} + i_4 R_4 = v_{i1} + R_4 \left(\frac{v_{i1}}{R_{AJ}} + \frac{v_{i1} - v_{o1}}{R_3} \right). \tag{3.29}$$

Înlocuind v_{o1} și grupînd termenii se obține:

$$v_o = v_{i1}\left(1 + \frac{R_4}{R_{AJ}} + \frac{R_4}{R_3} + \frac{R_4R_2}{R_3R_{AJ}}\right). \tag{3.30}$$

Dacă $v_{i1} = 0$,

$$v_{o1} = v_{i2} + R_2 i_2 = v_{i2}\left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_{AJ}}\right), \tag{3.31}$$

iar

$$v_o = -R_4\left(\frac{v_{i2}}{R_{AJ}} + \frac{v_{o1}}{R_3}\right) = -v_{i2}\left(\frac{R_4}{R_{AJ}} + \frac{R_4}{R_3} + \frac{R_4R_2}{R_3R_1} + \frac{R_4R_2}{R_3R_{AJ}}\right). \tag{3.32}$$

Comparînd termenii din coeficienții celor două tensiuni de intrare, se observă că ei pot fi făcuți egali impunînd condiția:

$$\frac{R_4R_2}{R_3R_1} = 1 \text{ sau } \frac{R_4}{R_3} = \frac{R_1}{R_2}. \tag{3.33}$$

Atunci

$$v_o = (v_{i1} - v_{i2})\left[1 + \frac{R_4}{R_3}\left(\frac{R_2 + R_3}{R_{AJ}} + 1\right)\right]. \tag{3.34}$$

Amplificarea diferențială minimă se obține în absența rezistorului de ajustare ($R_{AJ} \to \infty$) și are valoarea $A_{Vm} = 1 + \frac{R_4}{R_3}$. (3.35)

Amplificarea maximă, posibilă conform relației (3.34) pentru $R_{AJ} \to 0$, ar tinde spre ∞, dar este limitată în realitate de amplificarea μ a *AO*. Pentru amplificatorul BB 3626, folosind rezistoare $R_4 = R_1 = 5$ kΩ și $R_2 = R_3 = 1{,}25$ kΩ, amplificarea se poate ajusta între 5 și 1 000.

Impedanțele de intrare sînt mari (10^9 Ω), dar *CMR* scade cu frecvența mai ales la amplificări mici, deoarece contribuția intrării *2* este defazată suplimentar față de intrarea *1* cu defazajul amplificatorului *AO1*.

● **Amplificator de măsurare pentru tensiuni de intrare mari.** Amplificatorul de măsurare din figura 3.11 are două particularități privind impedanțele de intrare și tensiunile de intrare. Impedanța de intrare este determinată de cele două rezistoare conectate spre punctele virtuale de masă, respectiv R_2, R_5. Valoarea acestora se poate controla mult mai exact decît impedanța de intrare într-un repetor, ce e drept mare dar variabilă în limite largi. Folosind rezistoare de intrare mari, tensiunile de intrare în *AM* pot depăși tensiunile de intrare admisibile ale *AO* și chiar tensiunile de alimentare ale acestora.

La ieșire

$$v_o = v_{i1}\left(-\frac{R_3}{R_2}\right)\cdot\left(-\frac{R_6}{R_4}\right) - v_{i2}\frac{R_6}{R_5}. \tag{3.36}$$

Impunînd $\frac{R_3R_6}{R_2R_4} = \frac{R_6}{R_5}$, circuitul amplifică diferența tensiunilor de intrare

$$v_o = (v_{i1} - v_{i2})\frac{R_6}{R_5}. \tag{3.37}$$

Dacă valoarea maximă a tensiunii aplicate la intrare este v_{iM} și valoarea maximă a excursiei de tensiune la ieșirile amplificatoarelor este v_{oM}, trebuie

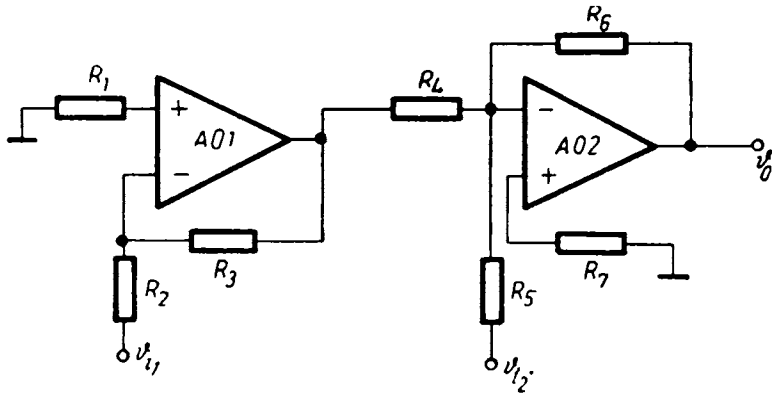


Fig. 3.11. Amplificator de măsurare pentru tensiuni de intrare mari.

satisfăcută inegalitatea $\frac{v_{iM}}{v_{oM}} < \frac{R_1}{R_6}$, deci pentru tensiuni de intrare mari amplificarea trebuie să fie subunitară pentru a evita saturarea amplificatoarelor operaționale.

● **Amplificator de măsurare cu gardare pe modul comun.** Un amplificator de măsurare cu performanțe bune este reprezentat în figura 3.12, unde se pot vedea și unele rafinamente practice. Etajul diferențial de intrare echipat cu *AO* cu *CMR* excelent, LH 0052, este structurat ca în figura 3.8, avînd amplificarea ajustabilă prin R_V. Etajul diferențial de ieșire este echipat cu amplificatorul operațional de precizie LM 725. R_{1B} permite asigurarea pro-

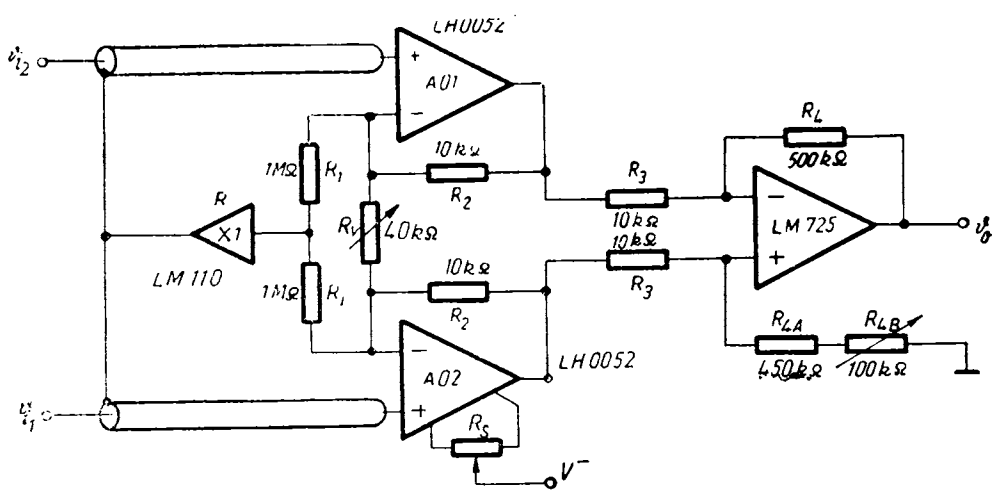


Fig. 3.12. Amplificator de măsurare cu gardare pe modul comun.

porției corecte între valorile rezistențelor aferente lui LM 725 și, prin aceasta, obținerea valorii maxime a *CMR*. Repetorul *R* preia prin rezistoarele R_1 componenta de mod comun a tensiunilor aplicate la intrare și asigură excitarea de la o rezistență internă mică a inelelor de gardă și a treselor cablurilor de conectare la sursa de semnal (vezi și § 3.1.9).

3.1.2.2. Amplificatoare de măsurare cu reacție negativă de curent

AM cu reacție negativă de curent sînt amplificatoare de măsurare, denumite astfel după reacția negativă folosită la nivelul etajului de intrare, pentru asigurarea unei impedanțe mari de intrare și a amplificării variabile.

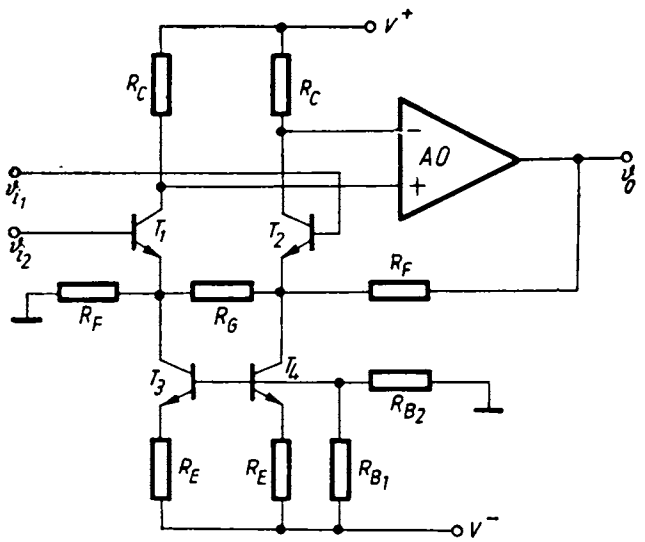


Fig. 3.13 Amplificator de măsurare cu reacție în curent.

Reacția negativă de curent cu însumarea tensiunilor la intrare, numită și reacție serie-serie, este indicată pentru amplificatoare cu mărime de intrare tensiune și mărime de ieșire curent, iar parametrul de transfer adecvat pentru caracterizarea lor este transadmitanța.

Un exemplu este prezentat în figura 3.13. Etajul de intrare diferențial cu T_1, T_2 are conectată între emitoare rezistența R_G. Considerînd semicircuitul pentru modul diferențial corespunzător lui T_1, se observă că acesta are în emitor o rezistență de reacție de curent $R_G/2$. Presupunînd, pentru simplitate, un circuit echivalent al lui T_1 avînd numai rezistența de intrare r_π și generatorul comandat de curent $g_m V$, se pot deduce ușor expresiile:

— amplificării de semnal mic de la intrare la emitor:

$$A_{vE} = \frac{g_m R_G/2}{g_m R_G/2 + 1}; \tag{3.38}$$

— impedanței de intrare:

$$z_i = \frac{r_\pi}{1 - A_{vE}}; \tag{3.39}$$

— admitanței de transfer:

$$Y_t = g_m(1 - A_{vE}). \tag{3.40}$$

○ **Observație.** Relațiile se mențin și pentru TEC, cu mențiunea că r_π se înlocuiește cu r_{GS} care, spre deosebire de r_π, este independentă de curentul prin dispozitiv și are valori foarte mari ($10^{10}...10^{12}$ Ω).

Conform relației (3.38), $A_{vE} \to 1$ pentru $g_m R_G/2 \gg 1$ deci tensiunile de intrare sînt repetate la extremitățile lui R_G.

Atunci cînd $A_{vE} \to 1$, $z_i \to \infty$ conform (3.39).

Admitanța de transfer se poate exprima înlocuind expresia A_{vE} din (3.38) în (3.40), rezultînd:

$$Y_t = g_m \frac{1}{g_m R_G/2 + 1} \cong \frac{2}{R_G}\Bigg|_{g_m R_G/2 \gg 1} \tag{3.41}$$

Cu rezerva respectării inegalității $g_m R_G/2 \gg 1$ transadmitanța este determinată de un element pasiv care poate fi ușor controlat și are o bună precizie și stabilitate.

Curentul diferențial de ieșire din T_1, T_2 este convertit în tensiune prin rezistoarele R_C și este aplicat intrărilor AO, care prin cele două rezistoare R_F închide o buclă de reacție negativă globală pe întregul AM. Raportat la intrările AO, efectul acestei reacții este egalarea potențialelor celor două intrări deci, implicit, egalarea curenților de colector ai T_1, T_2. Egalarea celor doi curenți în prezența unei tensiuni diferențiale la intrare $v_{id} = v_{i1} - v_{i2}$ se realizează prin curenții care circulă prin rezistențele R_F.

Admițînd că tranzistoarele au o amplificare în curent mare, se poate considera că $i_C \cong i_E = I_C$, I_C fiind curentul generatoarelor de curent constant T_3, T_4, și admițînd că amplificarea $A_{rE} = 1$, egalitatea curenților la cele două emitoare se exprimă sub forma:

$$\frac{v_{i2}}{R_F} + I_C - \frac{v_{id}}{R_G} = \frac{v_{i1} - v_o}{R_F} + I_C + \frac{v_{id}}{R_G}, \tag{3.42}$$

de unde

$$A_V = \frac{v_o}{v_{id}} = \frac{v_o}{v_{i1} - v_{i2}} = 1 + 2\frac{R_F}{R_G}, \tag{3.43}$$

deci *amplificarea globală este controlată de elemente rezistive*, cerință esențială în realizarea unor amplificatoare de calitate.

Impedanța de intrare pe modul diferențial se calculează cu (3.39), observînd că $R_G/2$ trebuie înlocuit cu $R_G/2 \parallel R_F$.

Impedanța de intrare pe modul comun se obține cu aceeași relație, înlocuind $R_G/2$, care nu conduce curent pe modul comun, prin R_F pentru o singură intrare sau prin $R_F/2$ pentru cele două intrări conectate în paralel.

Rejecția semnalelor de mod comun este determinată în primul rînd de egalitatea valorilor celor două perechi de rezistoare, R_C și R_F. Se observă că semnalul de mod comun se aplică direct rezistoarelor R_F.

● **Amplificatoare de măsurare cu rejecție îmbunătățită a modului comun.**

● În schemele din figurile 3.14, 3.15, *renunțîndu-se la reacția negativă globală*, tensiunea de mod comun nu se mai aplică rezistoarelor de reacție. Etajul de intrare are reacție locală prin R_G, iar etajul diferențial de ieșire cu AO are reacție locală prin R_F, R_C. În figura 3.14 este evidentă modalitatea obținerii unei *pante mărite*, prin folosirea tranzistoarelor compuse $T_1 - T_3$, $T_2 - T_4$.

În figura 3.15 se sugerează modurile de *compensare a ofsetului* prin potențiometrul de 1 kΩ, *de protecție a tranzistoarelor de intrare* prin diodele D_1, D_2 și de *menținere a curentului static prin sursele de curent* T_3, T_4, *independent de tensiunile de alimentare*, cu ajutorul diodei de referință LM 113. Pentru ambele scheme se poate deduce expresia amplificării diferențiale:

$$A_V = \frac{2R_F}{R_G}. \tag{3.44}$$

Rejecția modului comun în cazul acestor configurații depinde, în afară de similitudinea componentelor active, de abaterea de la egalitate a perechilor de rezistoare R_C și R_F, abatere care determină în definitiv rejecția modului comun corespunzătoare etajului diferențial de ieșire. Rejecția globală se îmbunătățește proporțional cu amplificarea etajului de intrare și, prin urmare, este mai mare la amplificări diferențiale mari, adică tocmai atunci cînd componenta diferențială a tensiunii de intrare este mai mică față de componenta de mod comun.

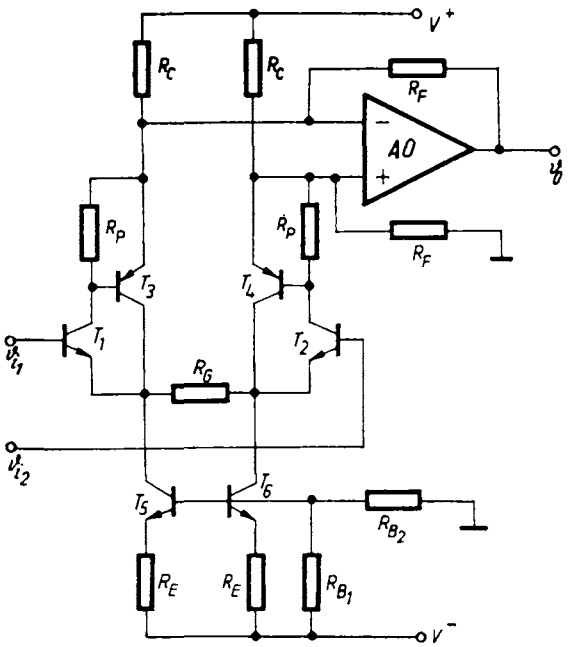


Fig. 3.14. Amplificator de măsurare cu rejecție îmbunătățită a modului comun

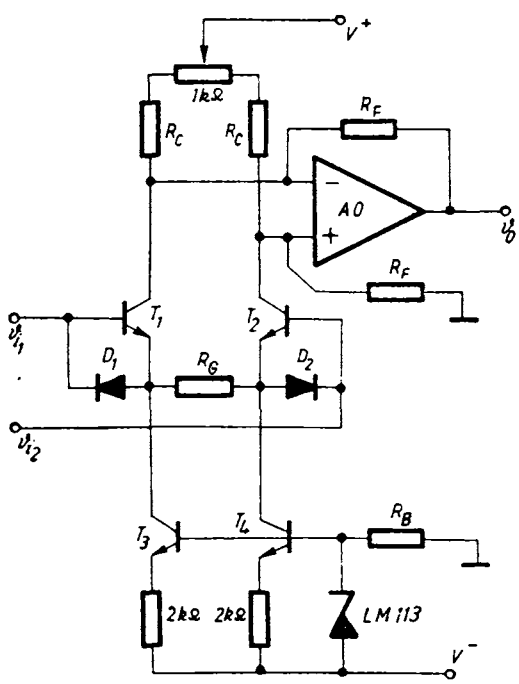


Fig. 3.15. Amplificator de măsurare cu rejecție îmbunătățită a modului comun.

• O altă metodă de îmbunătățire a *CMR în scheme cu reacție negativă globală*, constă în *evitarea apariției tensiunii de mod comun pe rezistoarele de fixare a amplificării* și este reprezentată în figura 3.16. Tranzistoarele T_1, T_2 repetă în emitoarele lor (neglijînd v_{BE}) tensiunile aplicate celor două intrări, dar aceste tensiuni apar în colectoarele tranzistoarelor T_7, T_8 și nu în emitoarele acestora, unde sînt conectate rezistoarele de reacție R_A, R_B. Din punctul de vedere al reacției negative, funcționarea este similară cu a schemei din figura 3.13, constînd în compararea curentului diferențial cu un curent de reacție în emitoarele tranzistoarelor T_7, T_8, dar cu deosebirea că acest curent de reacție este determinat în emitoarele tranzistoarelor și transferat în raportul $\alpha = \frac{i_C}{i_E}$ în colectoare. Tranzistoarele de intrare pot „glisa" între două surse de curent constant, sursele I_C în colectoare și tranzistoarele T_7, T_8 în emitoare. Variațiile de curent din colectoarele tranzistoarelor T_1, T_2 sînt preluate de tranzistoarele T_3, T_4 și diferența acestora este transmisă prin

oglinda de curent T_5, T_6 amplificatorului operațional AO, de la a cărui ieșire se închide bucla globală de reacție. Această reacție negativă globală forțează anularea tensiunii diferențiale la intrarea AO, deci egalarea curenților $i_{C3} = i_{C4}$.

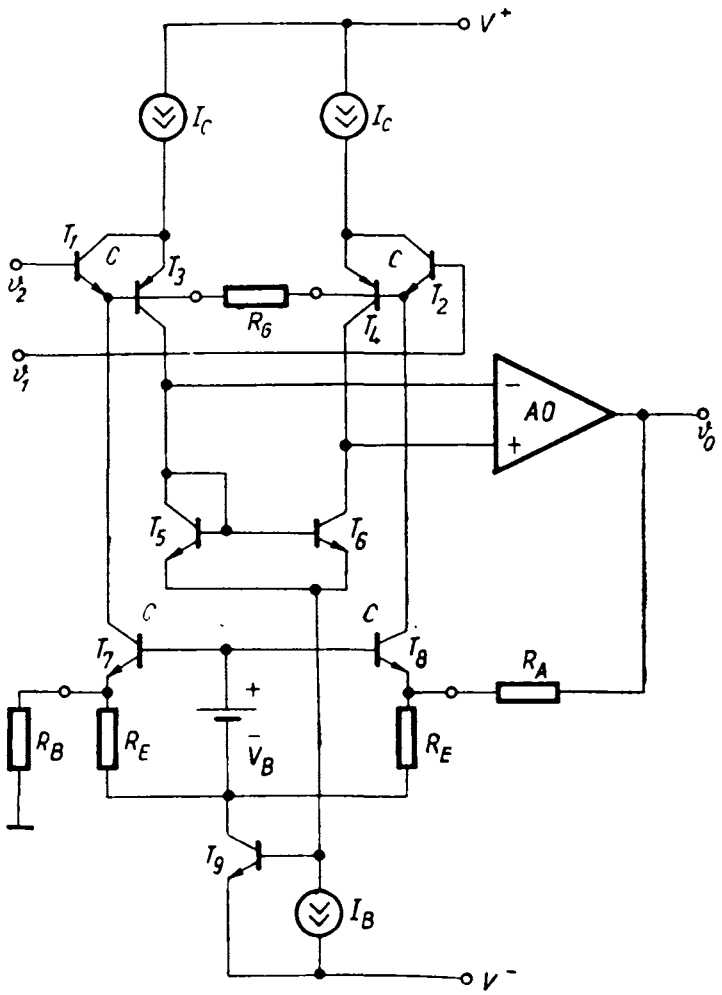


Fig. 3.16. Amplificatorul de măsurare BB 3662.

Presupunînd pentru toate tranzistoarele $\beta \gg 1$, $\alpha \cong 1$, rezultă egalitățile $i_{E3} = i_{E4}$; $i_{C1} = i_{C2}$; $i_{E1} = i_{E2}$.

În emitoarele tranzistoarelor T_1, T_2 se poate scrie:

$$\frac{v_2 - v_1}{R_G} + i_{E7} = i_{E8} - \frac{v_2 - v_1}{R_G}. \tag{3.45}$$

Exprimînd

$$i_{E7} = \frac{V_B - v_{BE7}}{R_{E7}} + \frac{v_{E7}}{R_B}; \quad i_{E8} = \frac{V_B - v_{BE8}}{R_{E8}} + \frac{v_{E8} - v_o}{R_A} \tag{3.46}$$

și înlocuind în relația (3.45) rezultă:

$$\frac{2(v_2 - v_1)}{R_G} + \frac{V_B}{R_{E7}} - \frac{v_{BE7}}{R_{E7}} + \frac{v_{E7}}{R_B} = \frac{V_B}{R_{E8}} - \frac{v_{BE8}}{R_{E8}} + \frac{v_{E8}}{R_A} - \frac{v_o}{R_A} \tag{3.47}$$

și grupînd convenabil termenii, se exprimă v_o:

$$v_o = (v_1 - v_2)\frac{2R_A}{R_G} + V_B R_A\left(\frac{1}{R_{E8}} - \frac{1}{R_{E7}}\right) + \left[R_A\left(\frac{v_{BE7}}{R_{E7}} - \frac{v_{BE8}}{R_{E8}}\right) + R_A\left(\frac{v_{E8}}{R_A} - \frac{v_{E7}}{R_B}\right)\right]. \tag{3.48}$$

Primul termen reprezintă amplificarea tensiunii diferențiale de intrare, iar următorii sînt termeni de decalaj la ieșirea amplificatorului. Presupunînd $R_{E8} = R_{E7}$, se anulează termenul proporțional cu V_B, dar termenul al treilea, proporțional cu ofsetul perechii de tranzistoare T_7, T_8, $V_{OS7,8} = v_{BE7} - v_{BE8}$, rămîne nenul pentru $V_{OS7,8} \neq 0$. Admițînd că se anulează și acest termen, rezultă din ecuația de tensiuni între E_7 și E_8, $v_{E8} = v_{E7} = v_E$. Pentru asigurarea unei excursii în tensiune satisfăcătoare spre V^-, $v_E \cong -13$ V și avînd $|v_E| \gg |V_{OS7,8}|$, rezultă că ultimul termen are contribuția dominantă în decalajul la ieșire:

$$v_o \cong (v_1 - v_2)\frac{2R_A}{R_G} - (13\text{ V})\left(1 - \frac{R_A}{R_B}\right). \tag{3.49}$$

Prin ajustarea ofsetului tranzistoarelor de intrare T_1, T_2 și al tranzistoarelor T_7, T_8, al rezistoarelor R_E cu fascicul laser ca și prin folosirea unor rezistoare de reacție $R_A = R_B$ în toleranțe foarte strînse, tensiunea de decalaj raportată la intrarea AM poate fi coborîtă pînă la o valoare:

$$V_{OS} = \pm\left(0{,}4 + \frac{100}{A_v}\right)\text{mV}. \tag{3.50}$$

În circuitul real, pentru a asigura amplificări de curent cît mai apropiate de unitate, și un factor de transfer unitar oglinzii de curent, tranzistoarele $T_1 \ldots T_8$ sînt tranzistoare compuse.

● Schema simplificată din figura 3.17 reprezintă un **amplificator de măsurare monolitic** [E18]. Etajul de intrare cu reacție de curent prin R_G transferă variațiile de curent diferențiale prin T_{45}, T_{44} în emitoarele tranzistoarelor T_{50}, T_{51}, unde se face compararea cu variațiile de curent diferențiale, corespunzătoare tensiunilor din circuitul ieșirii. T_{25}, T_{26}, T_{30}, T_{32} și T_{56} formează un AO cu intrare diferențială *în curent*, din colectoarele tranzistoarelor T_{50}, T_{51}. Reacția negativă care se închide prin conectarea bornelor O cu S forțează egalarea curenților $I_{51} = I_{50}$ și, presupunînd $\alpha = 1$, și a curenților în emitoarele celor două tranzistoare. Egalînd variațiile de curent corespunzătoare tensiunilor din circuitele intrării și respectiv ieșirii,

$$\frac{v_{i1} - v_{i2}}{R_G} = \frac{v_o - V_R}{R_S}, \tag{3.51}$$

se obține direct expresia tensiunii de ieșire:

$$v_o = (v_{i1} - v_{i2})\frac{R_S}{R_G} + V_R. \tag{3.52}$$

Prin posibilitatea conectării bornei de referință R la un potențial V_R, tensiunea de ieșire poate fi „așezată" pe un „piedestal" ajustabil.

○ **Notă.** Această facilitate există și la schemele din figurile 3.5, 3.7, 3.14, 3.15, prin deconectarea de la masă a rezistorului din amplificatorul diferențial de ieșire și conectarea lui la un potențial de referință V_R.

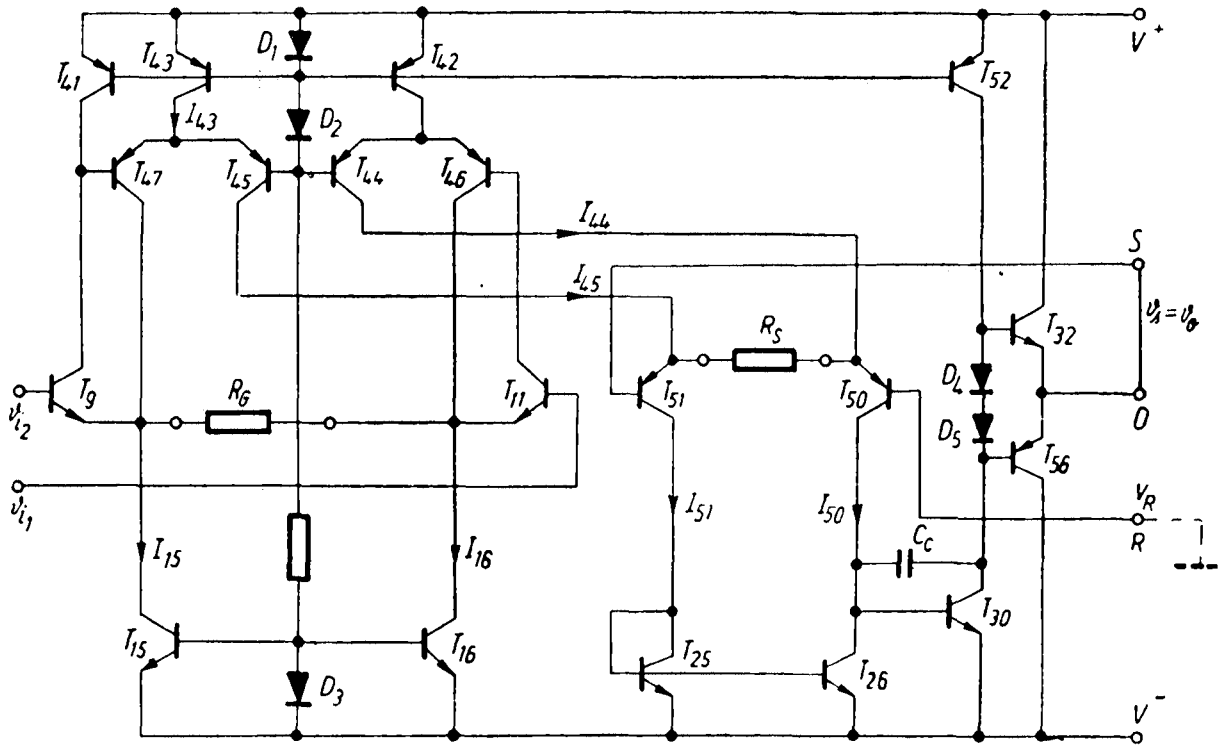


Fig. 3.17. Amplificatorul de măsurare AD 521.

Posibilitatea conectării prin exterior a bornei S la borna de ieşire O permite includerea în bucla de reacţie negativă a amplificatorului de ieşire şi a rezistenţei serie a cablului de conexiune, în cazul în care sarcina amplificatorului este conectată la distanţă. În acest caz, la borna caldă a sarcinii se conectează printr-un alt fir, care nu este parcurs de curent, borna S. În acest fel se reduce cu cîteva ordine de mărime eroarea determinată de rezistenţa firului.

● **Amplificator de măsurare monolitic BIFET.** Aceeaşi idee, de comparare a variaţiilor de curent provenite dinspre intrare şi ieşire, într-o configuraţie diferită, se poate vedea în figura 3.18. Compararea realizîndu-se în sursele tranzistoarelor cu efect de cîmp cu canal P, reacţia negativă este globală şi forţează egalarea celor doi curenţi de drenă. Prin folosirea tranzistoarelor cu efect de cîmp fabricate prin implantare ionică pe un cip prelucrat prin tehnologie planară (proces BIFET), se asigură o impedanţă de intrare foarte mare $z_{ic} = z_{id} = 2 \cdot 10^{12}$ Ω. Tensiunea de ieşire are expresia (3.52) — [F.11].

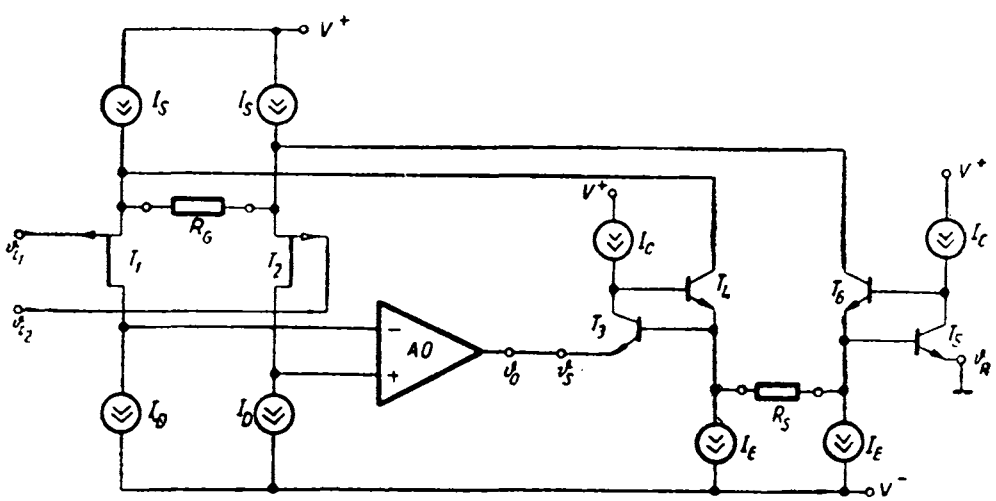


Fig. 3.18. Amplificatorul de măsurare LF 152.

● O schemă interesantă, funcţionînd *pe un principiu asemănător*, dar cu reacţia negativă aplicată diferenţial etajului de intrare de la ieşirile *AO 1*, *AO 2*, stă la baza **AM hibrid** tip LH 0038 (fig. 3.19). Variaţiile tensiunilor v_1, v_2 sînt convertite prin R_{16}, R_{17} direct în variaţii de curent, care sînt comparate în emitoarele tranzistoarelor T_1, T_2. Folosind o pereche foarte bună de tranzistoare la intrare (rezistoare cu peliculă metalică, ajustate cu laser), această schemă permite atingerea unor performanţe deosebite: V_{OS} tipic 25 μV, $\partial V_{OS}/\partial\theta$ max. 0,25 μV/°C, CMR min. 120 dB.

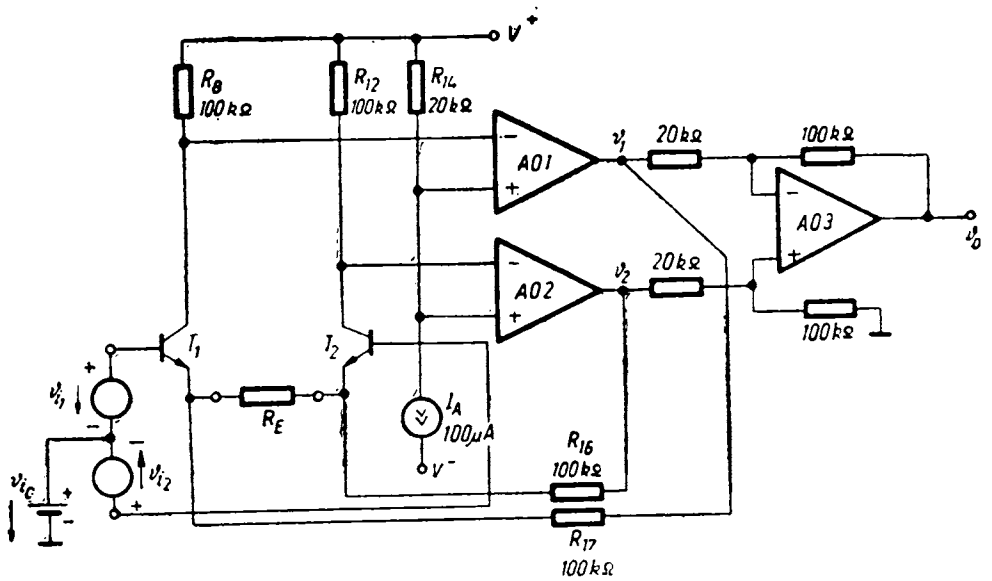


Fig. 3.19. Amplificatorul de măsurare LH 0038.

3.1.3. RĂSPUNSUL ÎN FRECVENȚĂ

Răspunsul în frecvență al AM, ca la orice amplificator cu reacție negativă, depinde de mărimea reacției negative. Atunci cînd reacția negativă este puternică, mai ales în configurațiile cu reacție globală, polul dominant la frecvențe înalte se deplasează spre frecvențe mai mari și primul pol nedominant coboară spre frecvențe mai joase. Această apropiere a polilor determină apariția unor supracreșteri în răspunsul în frecvență ca și în răspunsul în timp. Totuși AO componente sînt în așa fel compensate, încît supracreșterea să fie neglijabilă pentru toate valorile amplificării A_v, la majoritatea AM. Răspunsul în frecvență este deci corespunzător unui singur pol și, prin urmare, frecvența de tăiere la -3 dB se determină cu relația:

$$f_S = \frac{f_T}{A_v}. \tag{3.53}$$

3.1.4. REGLAREA AMPLIFICĂRII

Amplificarea reglabilă în AM constituie o problemă destul de dificilă în realizarea practică a acestora. Pentru a fi accesibile din exterior, elementele de reglaj (potențiometrele sau comutatoarele cu rețele rezistive) trebuie montate la distanță de amplificatorul propriu-zis. Firele de interconexiune culeg tensiuni de zgomot prin interferență electromagnetică sau trebuie ecranate împreună cu elementul de reglaj, în care caz se înrăutățește răs-

punsul la frecvențe superioare datorită capacităților parazite suplimentare. În cazul comutatoarelor, atunci cînd cursorul se mută de pe un plot pe altul, amplificatorul poate rămîne cu reacția negativă întreruptă și, ca urmare a amplificării foarte mari din bucla deschisă, se ajunge la saturarea acestuia. Revenirea din saturație se face într-un interval de timp relativ mare, care poate fi supărător mai ales la sisteme de prelucrare a mărimilor rapid variabile.

Soluționarea acestor inconveniente se face prin montarea elementelor de reglaj în proximitatea amplificatorului sau chiar prin montarea acestora pe aceeași placă și prin alegerea configurației circuitului astfel încît să existe permanent o reacție negativă.

● **Modificarea amplificării pentru un amplificator inversor și un amplificator neinversor.** Două exemple de realizare pentru amplificatorul inversor, respectiv neinversor, se pot vedea în figurile 3.20, 3.21. Rezistoarele de la stînga crestăturii cursorului conectate în paralel contează ca rezistor de intrare, iar rezistoarele de la dreapta contează ca rezistor de reacție.

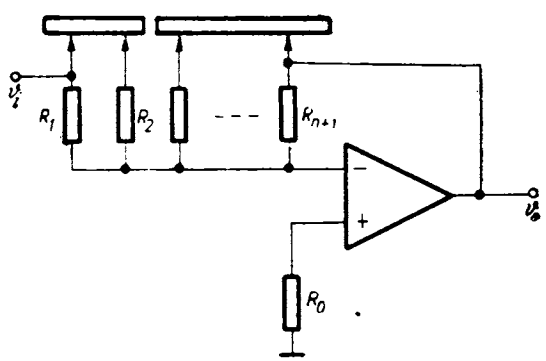


Fig. 3.20. Modificarea amplificării la amplificatorul inversor.

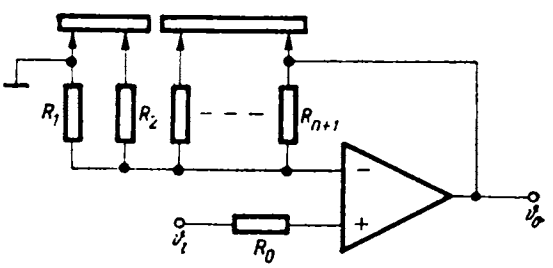


Fig. 3.21. Modificarea amplificării la amplificatorul neinversor.

Considerînd șirul ordonat al amplificărilor necesare $A_0 < A_1 \ldots < A_n$ cu restricțiile $A_0 = 0$ pentru amplificatorul inversor, $A_0 = 1$ pentru amplificatorul neinversor și $A_n = \infty$, se pot demonstra relațiile de calcul pentru rezistențe:

$$R_{i-1} = \frac{(A_{i+1} + 1)(A_i - A_{i-1})}{(A_{i-1} + 1)(A_{i+1} - A_i)} \cdot R_1 ; \quad R_0 = \left(1 - \frac{1}{A_1}\right) \cdot R_1 \tag{3.54}$$

pentru amplificatorul inversor și

$$R_{i+1} = \frac{A_{i+1}(A_i - A_{i-1})}{A_{i-1}(A_{i+1} - A_i)} \cdot R_1 ; \quad R_0 = \frac{A_1}{1 + A_1} \cdot R_1. \tag{3.55}$$

● **Amplificator de măsurare cu amplificare programabilă.** O rezolvare elegantă se poate vedea în figura 3.22. Atît comutatoarele MOS, cît și rețelele de rezistoare pentru modificarea amplificării sînt montate pe același substrat ceramic, care constituie suportul *AM* hibrid BB 3606 și sînt ecranate împreună cu tot ansamblul. Selectarea comutatoarelor închise se face printr-un decodor comandat de un cuvînt de 4 biți și memorat într-un registru.

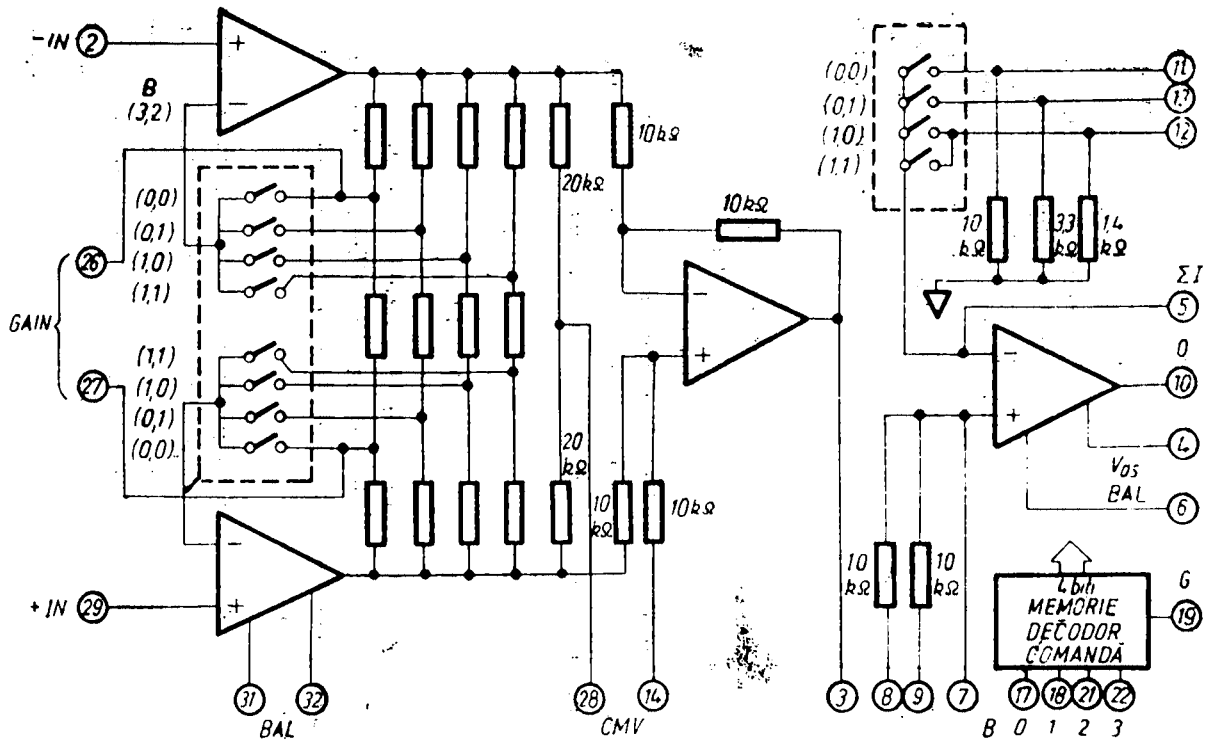


Fig. 3.22. Amplificator de măsurare cu amplificare programabilă.

3.1.5. COMPENSAREA OFSETULUI

Compensarea ofsetului se poate impune la măsurarea unor tensiuni foarte mici (termocupluri) sau în lipsa unui *AM* cu parametrii de ofset și derivă satisfăcători. Prin corectarea periodică a tensiunii de ofset în intervalele de timp cînd nu se face efectiv măsurarea, performanțele amplificatorului se pot îmbunătăți cu cîteva ordine de mărime.

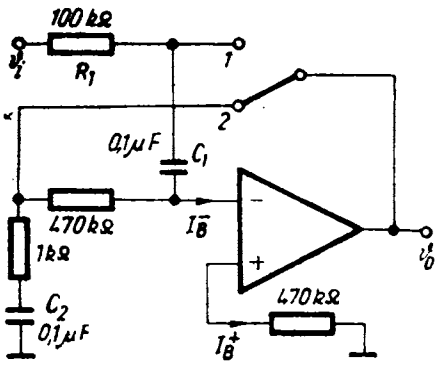


Fig. 3.23. Amplificator de decalaj corectat periodic.

● **Corectarea periodică a ofsetului.** În schema din figura 3.23, considerînd că după regimul tranzitoriu s-a atins situația staționară, pe poziția *2* a comutatorului, la borna inversoare se stabilește potențialul $v^- = V_{OS} - 470\ \text{k}\Omega \cdot I_B^+$, iar la ieșire $v_o = v_{C_1} = V_{OS} + 470\ \text{k}\Omega(I_B^+ - I_B^-)$. Prin urmare, C_1 se încarcă la tensiunea $v_{C1} = v_i - v^- = v_i - V_{OS} + 470\ \text{k}\Omega \cdot I_B^+$ și după încărcare curentul prin R_1 se anulează, impedanța de intrare z_i devenind infinită. C_2 se încarcă la tensiunea $v_{C2} = V_{OS} + 470\ \text{k}\Omega(I_B^- - I_B^+)$. Cînd comutatorul trece în poziția *1*, tensiunea pe cele două condensatoare rămîne constantă, pentru intervalele de timp mult mai mici decît constantele de timp, iar tensiunea de ieșire se exprimă ușor:

$$v_o = -470\ \text{k}\Omega \cdot I_B^+ + V_{OS} + v_{C1} = -470\ \text{k}\Omega \cdot I_B^+ + V_{OS} +$$

$$+ v_i - V_{OS} + 470\ \text{k}\Omega \cdot I_B^+ = v_i. \qquad (3.56)$$

Deci tensiunea de ieșire corespunzătoare poziției *1* are chiar valoarea tensiunii de intrare și prin R_1 nu circulă curent. Prin urmare, schema asigură — pe lîngă compensarea ofsetului — o impedanță de intrare teoretic infinită după atingerea regimului staționar.

● **Anularea periodică a tensiunii de ofset.** În schema din figura 3.24, intrarea în *AO 1* este conectată periodic la masă simultan cu comutarea ieșirii sale la intrarea în *AO 2*. În regim permanent *AO 2* funcționează fără reacție, astfel încît pentru o eroare statică totală la intrarea *AO 1* de mărime $V_{ST} = V_{OS1} + (1\ \text{k}\Omega \parallel 5{,}1\ k\Omega)I_B^- - 1\ \text{k}\Omega \cdot I_B^+$, tensiunea necesară la intrarea sa, deci la ieșirea *AO 1*, este $\frac{5{,}1\ \text{k}\Omega}{1\ \text{k}\Omega} V_{ST}/\mu_2 + V_{OS_1}$ și, ținînd seama de valoarea mare a lui μ_2, este practic V_{OS_2}. În consecință, tensiunea de ofset la ieșirea lui *AO 1* este tensiunea de ofset la intrarea în *AO 2*. Tensiunea de ofset echivalentă la intrarea lui *AO 1* este V_{OS_2}/μ_1, atît de mică încît este neglijabilă față de tensiunile generate prin succesiunea de termocupluri între materialele, evident neomogene, care constituie circuitul.

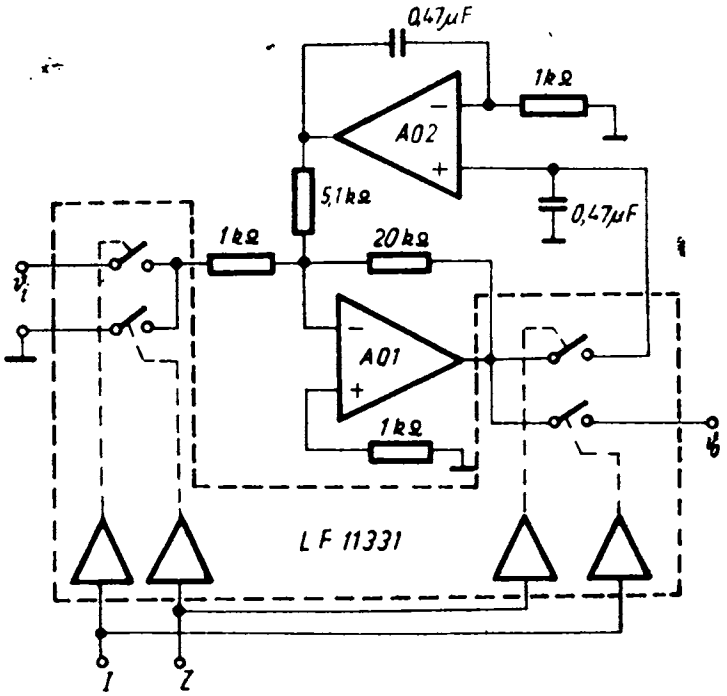


Fig. 3.24. Amplificator operațional cu anulare periodică a decalajului.

3.1.6. AMPLIFICATORUL DE SARCINĂ

Amplificatorul de sarcină *(AS)* este *un AM particular, destinat măsurării cu traductoare a căror mărime de ieșire este o sarcină electrică.*

● **În figura 3.25 este reprezentat un AS conectat la un traductor capacitiv,** de capacitate totală $C_t = C + \delta C$, prepolarizat cu o tensiune continuă V_P (de exemplu, traductoare capacitive pentru dep'asări sau microfoane cu condensator). Admițind că intrarea în *AO* este punct virtual de masă, sarcina din C este constantă. Variația δC produce sub tensiune constantă V_P o variație de sarcină

$$\delta q = V_p \cdot \delta C. \tag{3.57}$$

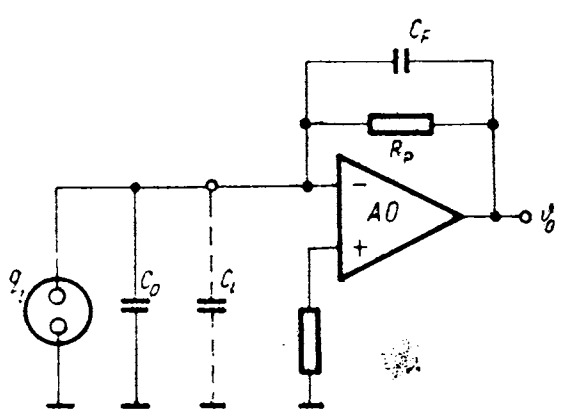


Fig. 3.25. Amplificator de sarcină pentru traductor capacitiv.

● În figura 3.26 este reprezentat un AS **conectat la un traductor piezoelectric** de capacitate proprie C_0, care sub acțiunea unei forțe aplicate din exterior generează o sarcină

$$q_{ti} = K_p F. \tag{3.58}$$

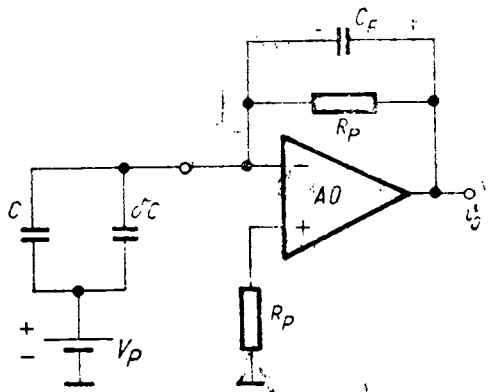


Fig. 3.26. Amplificator de sarcină pentru traductor piezoelectric.

Sarcina prezentată la intrare se transmite în principiu integral condensatorului de reacție C_F și produce față de intrarea inversoare o tensiune de ieșire

$$v_o = -q_i/C_F. \tag{3.59}$$

În circuitele cu AO, rezistorul R_P închide calea de curent de polarizare I_B spre ieșirea AO. Chiar la un AO ideal, la care virtual R_P poate lipsi, există o rezistență finită R_P care corespunde rezistenței de izolație a condensatorului C_F. Considerînd frecvențe relativ mari, pentru care $R_P \gg \frac{1}{\omega C_F}$, rezistența se poate neglija și se poate determina capacitatea de intrare echivalentă prin efect Miller:

$$C_i = C_F(1 + \mu) \cong \mu C_F. \tag{3.60}$$

Datorită amplificării de tensiune foarte mari a AO, μ, capacitatea de intrare echivalentă ia valori foarte mari, chiar pentru condensatoare de reacție relativ mici. De exemplu, pentru $C_F = 1$ nF și $\mu = 10^5$ rezultă $C_i = 100$ μF. Sarcina debitată de traductor se împarte între C_0 și C_i proporțional cu valorile capacităților. Sarcina preluată efectiv de amplificator (adică preluată de C_i) este

$$q_{ia} = q_i \frac{C_i}{C_0 + C_C + C_i}, \tag{3.61}$$

unde C_C este capacitatea cablului de conexiune cu traductorul și depinde de lungimea cablului ($C_C = C_{specific} \cdot l$), iar C_0 este de ordinul de mărime 1 nF sau mai mic. Tipic, $C_{specific} \cong 100$ pF/m. Observînd ordinele de mărime, este evident că $q_{ia} \cong q_i$, adică toată sarcina este preluată de condensatorul de reacție din amplificator. Altfel spus, amplificarea *disponibilă* de sarcină este practic egală cu amplificarea de sarcină ideală. Admițînd o micșorare cu 10^{-3} a amplificării disponibile, $C_0 + C_C$ trebuie să fie, pentru exemplul dat, mai mic decît 100 nF, ceea ce la un $C_0 = 1$ nF permite folosirea unui cablu de lungime $l = 99$ nF/100 pF/m = 990 m. Amplificarea de sarcină este practic independentă de capacitatea traductorului și a cablului de conexiune.

● **Răspunsul în frecvență al amplificatoarelor de sarcină.** Atît pentru traductoare cu condensator, cît și pentru traductoare piezoelectrice, circuitul de intrare în AS poate fi modelat printr-o sursă de tensiune v_i și un condensator serie de capacitate C_0 ca în figura 3.27, observînd că

$$i_i = \frac{dq_i}{dt} = \frac{dv_i}{dt} C_0 \quad (3.62)$$

sau, în forma operațională,

$$i_i(s) = sC_0 \cdot v_i(s). \quad (3.63)$$

Această modelare permite considerarea AS ca un amplificator de tensiune și ușurează *calculul amplificării*. Considerînd un AO ideal, intrarea inversoare este punct virtual de masă. La această bornă, conform primei teoreme a lui Kirchhoff se poate scrie:

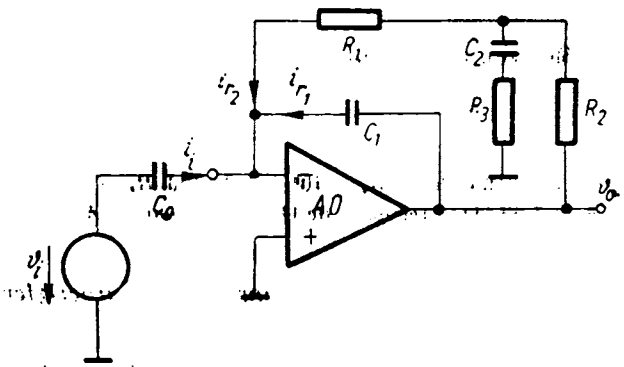


Fig. 3.27. Amplificator de sarcină pentru frecvențe relativ joase.

$$i_i + i_{r1} + i_{r2} = 0. \quad (3.64)$$

Separat, se pot exprima cei trei curenți:

$$i_i(s) = v_i(s) \cdot sC_0; \quad (3.65)$$

$$i_{r1}(s) = v_0(s) \cdot sC_1; \quad (3.66)$$

$$i_{r2}(s) = v_0(s) \frac{1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1 + sC_2R_3}{1 + sC_2\left(\frac{R_1R_3}{R_1 + R_3} + R_2\right)}. \quad (3.67)$$

Admițînd $i_{r2} \ll i_{r1}$, amplificarea în tensiune se poate exprima, din relațiile (3.65) și (3.66)

$$A_V = \frac{v_0}{v_i} = -\frac{C_0}{C_1} \quad (3.68)$$

și de aici *factorul de transfer în sarcină*, care are dimensiunea unei elastanțe de transfer, S, va fi

$$S_{tr} = \frac{v_0}{q_i} = \frac{v_0}{C_0 v_i} = \frac{A_V}{C_0} = \frac{1}{C_1}; \ [V/C], \quad (3.69)$$

cum reieșea și din analiza calitativă în relația (3.59).

Transelastanța AS este, conform relației (3.69), independentă de frecvență.

Limitarea răspunsului la frecvențe superioare se datorează scăderii amplificării AO:

$$\mu(s) = \frac{\mu_0}{1 + \frac{s}{\omega_0}}. \quad (3.70)$$

Limitarea răspunsului la frecvențe joase se datorează celei de-a doua căi de reacție (i_{r2}), la care nu se poate renunța datorită obligativității închiderii circuitului de c.c. al curentului I_B. Folosind AO cu intrarea pe TEC și curenți de polarizare de ordinul 10^{-12} A se pot admite, pentru erori statice de or-

ordinul milivoltilor, rezistențe ($R_1 + R_2$) de ordinul 10^6 Ω. Frecvența polului lui i_{r2} din relația (3.67) este :

$$f_p = \frac{1}{2\pi C_2 \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + R_4 \right)}, \tag{3.71}$$

iar frecvența nulului :

$$f_n = \frac{1}{2\pi C_2 R_2}. \tag{3.72}$$

Admițînd $R_1 = R_2 = 10^6$ Ω, alegînd $R_3 = 10^6$ Ω și $C_2 = 10^{-7}$ F, rezultă $f_p = 0{,}03$ Hz și $f_n = 1{,}59$ Hz. Frecvența de tăiere inferioară a AS va fi deci de ordinul 1 Hz, corespunzător nulului lui i_{r2}.

Asigurarea unui *răspuns fără supracreșteri* pretinde studierea funcției de transfer complete :

$$\frac{v_o}{v_i} = -\frac{sC_2(R_1 + R_2)\left[1 + sC_3\left(R_3 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}\right)\right]}{1 + s[C_3 R_3 + C_1(R_1 + R_3)] + s^2 C_1 C_3[(R_1 + R_2)R_3 + R_1 R_2]} \tag{3.73}$$

● În figura 3.28 este prezentată schema unui **amplificator de sarcină diferențial**, insensibil la tensiunile de mod comun aplicate la intrare. Traductorul se conectează între cele două intrări printr-un cablu bifilar ecranat, cu tresa conectată la masă. Comparînd cu schema din figura 3.27 se observă că schema diferențială s-a obținut prin duplicarea simetrică a acesteia. R_3 corespunde la 2,35 MΩ, iar C_3 la 0,44 μF. Reacția negativă pentru borna ne-

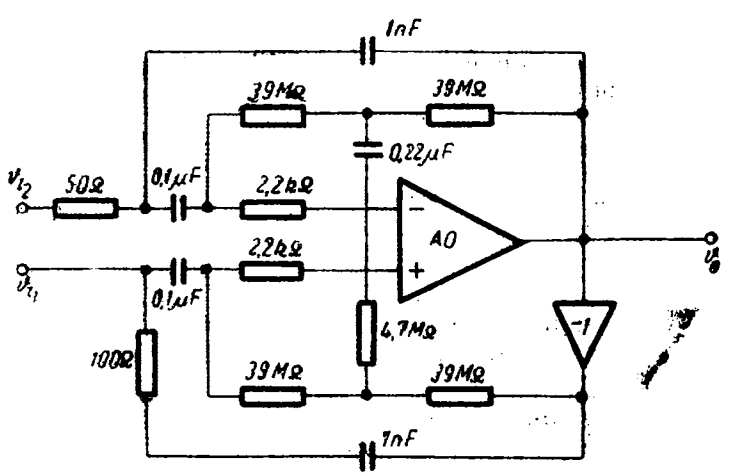


Fig. 3.28. Amplificator de sarcină pentru traductor diferențial.

inversoare se obține la ieșirea unui inversor cu amplificare unitară a cărui tensiune de ieșire variază simetric față de v_o. Cu valorile din schemă, frecvența de tăiere jos este 0,2 Hz. AO trebuie să aibă TEC la intrare. Ca alternativă, se poate utiliza schema din figura 3.82, § 3.2.3 [E 19].

3.1.7. AMPLIFICATOARE DE IZOLARE AI

Performanțele bune ale *AM*, așa cum rezultă din paragrafele precedente, sînt o consecință a folosirii judicioase a reacției negative. Buclele de reacție negativă funcționează normal doar dacă toate elementele componente lucrează în zona lor activă normală. Saturarea unui amplificator de intrare sau deschiderea diodelor de protecție a intrărilor, prin depășirea tensiunilor admisibile la intrare, determină o creștere drastică a curenților de intrare și reducerea impedanțelor de intrare. Lucrurile pot lua o întorsătură și mai gravă dacă se străpung tranzistoarele de intrare, permițînd trecerea unui curent important de la sursele de alimentare în c.c. a *AM* spre sursa de semnal. Surse de semnal cum sînt elementele normale Weston și unele traductoare electrochimice se pot deteriora temporar sau definitiv prin trecerea unor curenți de ordinul miliamperilor. Dacă sursa de semnal este un ansamblu de electrozi conectați la un animal de experiență sau la un pacient, malfuncționarea *AM* poate duce la consecințe foarte grave, fatale.

De aici — necesitatea unor *AM* care să permită preluarea semnalului și prelucrarea sa în proximitatea sursei de semnal, dar să elimine orice cuplaj galvanic cu circuitele de ieșire care, de cele mai multe ori, sînt conectate cu alte aparate electronice sau de automatizare. Transmiterea semnalului între cele două părți separate galvanic se face prin cîmp electromagnetic (cuplaj prin transformator sau cuplaj optic).

Se pot realiza transformatoare miniaturale cu răspuns constant într-o bandă largă de frecvențe ($10^2 \ldots 10^6$ Hz) și cu izolarea înfășurărilor pentru tensiuni de 1...5 kV. Există de asemenea ansambluri de diode electroluminescente cu fotodiode sau fototranzistoare montate în capsule metalice sau plastice DIL ca la CI, izolate pentru tensiuni de lucru de 1...2,5 kV. Intercalînd între *DEL* și *FT* un cablu optic (care este electric izolant) cu lungimea corespunzătoare și asigurînd alimentarea părții de intrare cu baterii proprii, se pot construi amplificatoare de separare galvanică (*AI*) pentru tensiuni de $10^5 \ldots 10^6$ V.

● În figura 3.29 este reprezentată schema bloc a AI tip BB 3656 **cu cuplaj printr-un transformator** folosit ingenios atît pentru transferarea puterii de alimentare în c.c. de la înfășurarea w_1 spre înfășurările $w_2 \ldots w_5$, cît și pentru transmiterea semnalului, prin modularea impulsurilor în durată, de la înfășurarea w_2 atacată cu un puls negativ spre înfășurările w_6, w_7. Se remarcă existența a trei borne de masă independente galvanic: ⏚ pentru circuite de intrare, ⏚ pentru intrarea de alimentare în c.c. și ⏚ pentru circuitele de ieșire. Tensiunile permise între aceste borne de masă apar în figura 3.29.

Generatorul de impulsuri funcționeaza pe frecvența de 750 kHz și transmite prin palierul pozitiv al impulsurilor puterea de curent continuu spre diodele redresoare $D_1 \ldots D_4$. Totodată, prin frontul negativ, sincronizează modulatorul în durată și cele două demodulatoare. Față de acest moment de sincronizare, modulatorul produce un puls de polaritate negativă, cu o întîrziere proporțională cu tensiunea de ieșire a A_4, intercalat între pulsurile pozitive. Informația este reprezentată de durata dintre impulsuri și este demodulată de demodulatorul de ieșire care creează tensiunea pentru circuitul de ieșire și de demodulatorul de intrare care crează tensiunea de reacție în circuitul de intrare. Presupunînd că cele două demodulatoare sînt identice, acest aranjament permite compensarea erorilor datorate atît

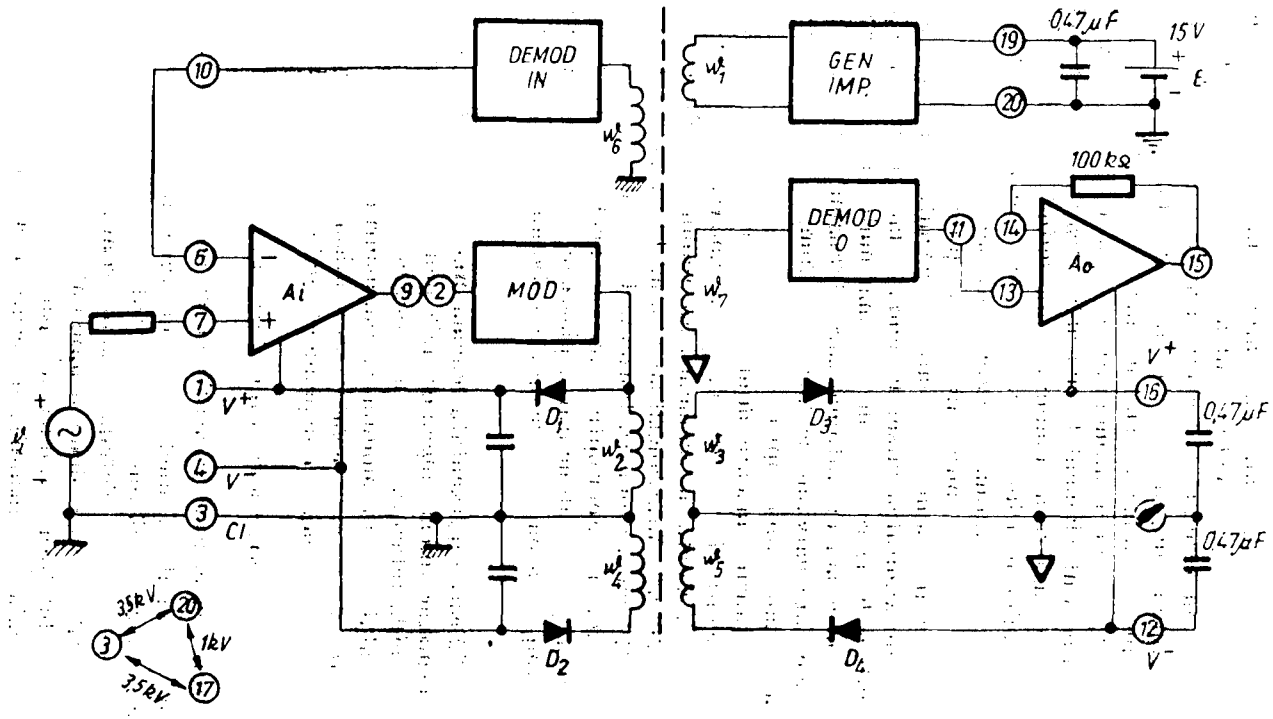


Fig. 3.29. Schema simplificată a amplificatorului de izolare BB 3656.

modulatorului, cît și demodulatorului, deoarece *MOD* și *DEMOD IN* sînt prinse într-o buclă de reacție negativă.

Parametrii mai importanți ai acestui *AI* sînt:

— amplificarea: $1 \ldots 10^5$;
— V_{OS}: $(2+20/A_{vi})$ mV;
— I_B: 75 nA;
— f_t: 30 kHz;
— CMR: 125 dB la 60 Hz.

Existența unor borne externe pentru A_1, A_2 și pentru sursele de alimentare în c.c. permite o mare flexibilitate în alegerea configurațiilor circuitelor, ca și alimentarea unor circuite suplimentare (amplificatoare, punți de traductoare etc.) în limita unui consum de ± 14 mA pentru intrare și ± 5 mA pentru ieșire.

La *AI* fără reacție negativă, peste *MOD-DEMOD*, sau cînd nu se poate asigura identitatea caracteristicilor pentru două *DEMOD*, modulația impulsurilor în durată poate fi nepotrivită, datorită răspunsului imperfect al transformatorului la impulsuri. Deoarece orice transformator poate altera fronturile impulsurilor și introduce întîrzieri, dar nu poate modifica frecvența unui tren de impulsuri, se recomandă folosirea modulației în frecvență (v. § 3.2.1) pentru *AI* construite în număr mic. O facilitate suplimentară o constituie utilizarea a două transformatoare diferite, optimizate constructiv, pentru transmiterea puterii de c.c. de la ieșire spre intrare și a informației de la intrare spre ieșire.

Atît prin folosirea *MID* cît și a *MF*, răspunsul la frecvențe înalte este limitat la ordinul de mărime 10^4Hz.

● **Amplificator de izolare cu fotocuploare.** Prin folosirea fotocuploarelor, care au timpi de răspuns de ordinul 10 ns, s-ar putea extinde răspunsul *AI*

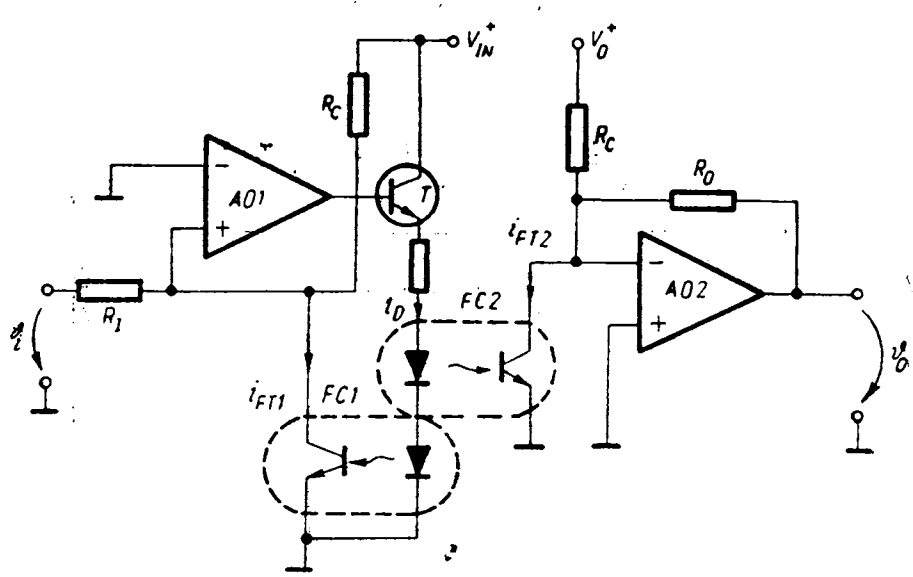


Fig. 3.30. Amplificator de izolare cu fotocuploare.

pînă la 10^6 Hz, dacă și *AO* utilizate au un răspuns corespunzător. Caracteristica de transfer în curent a unui fotocuplor (*FC*) este subunitară în valoare și neliniară dar, admițînd existența a două *FC* identice, se poate concepe o schemă ca în figura 3.30. Amplificatorul de intrare *AO 1* este prins într-o

Tabelul 3.1.

Parametrii unor AM

Parametrul \ *Tipul*	BB 3620	BB 3626	BB 3630	BB 3660	BB 3606	AD 522	AD 606	LF 132
Domeniul v_i	± 10 V	± 10 V	± 10 V	± 10 V	± 10 V	± 10 V	± 10 V	± 10 V
z_{id} (Ω)	$3 \cdot 10^9$	$5 \cdot 10^9$	10^{10}	$2 \cdot 10^{10}/A_v$	10^{10}	$3 \cdot 10^9$	10^9	$2 \cdot 10^{13}$
z_{ic} (Ω)	10^9	$5 \cdot 10^9$	10^{10}	$2 \cdot 10^{10}$	10^{10}	$6 \cdot 10^{10}$	10^9	$2 \cdot 10^{13}$
I_B (nA)	25	50	20	200	50	40	60	0,003
V_{OS} (mV)	± 1	$\pm 0,4$	$\pm 0,025$	± 1	± 2	$\pm 0,2$	$\pm 0,005$	± 8
$\partial V_{OS}/\partial\theta$(V/°C)	0,25	3	0,25	50	1	5	0,25	10
A_v	$1 \div 10^4$	$5 \div 10^5$	$1 \div 10^5$	$1 \div 10^5$	$1 \div 1\,024$	$0,1 \div 10^5$	$1 \div 10^4$	$1 \div 10^5$
Neliniaritatea (%)	0,01	0,02	0,002	0,03	0,01	0,01	0,002	0,02
CMR (dB)	100	80	106	110	110	110	100	110
Domeniul v_o (V)/i_o (mA)	10/10	10/5	10/5	10/10	10/10	10/10	10/5	9/4,5
z_o (mΩ)	100	2 000	10	150	50	100	100	1 500
f_T (MHz)	1	1,4	1,4	10	2	40	10	1,4
Structura (nr. figurii)	3.6	3.10	3.8	3.16	3.22	3.17	—	3.18
Construcția*	H_i, M_o	H_i, M_o	H_i, M_o	*Mono*	H_i, M_o	*Mono*	H_i, M_o	Bifet

* H_i — hibrid, M_o — capsula modulară, *Mono* — monolitic.

buclă de reacție negativă electro-optică, a cărei tendință este anularea tensiunii la intrarea *AO 1*, și la borna inversoare a acestuia se poate scrie Kirchhoff I:

$$\frac{v_i}{R_1} + \frac{V_{IN}^+}{R_C} = i_{FT1}. \tag{3.74}$$

Pentru *AO 2*, la borna inversoare se scrie:

$$\frac{v_e}{R_e} + \frac{V_O^+}{R_C} = i_{FT2}. \tag{3.75}$$

Observînd egalitatea curenților prin cele două diode electroluminescente conectate în serie, și admițînd identitatea factorilor lor de transfer în curent, rezultă:

$$\frac{v_i}{R_1} + \frac{V_{IN}^+}{R_C} = \frac{v_e}{R_e} + \frac{V_O^+}{R_C},$$

de unde: (3.76)

$$v_e = v_i \frac{R_e}{R_1} + \frac{R_e}{R_C}(V_{IN}^+ - V_O^+).$$

Tensiunea de ieșire are un prim termen care reprezintă tensiunea de intrare amplificată și un al doilea termen corespunzător decalajului la ieșire, care se anulează pentru $V_{IN}^+ = V_O^+$. Ofsetul raportat la intrare este $V_{OS} = \frac{R_1}{R_C}(V_{IN}^+ - V_O^+)$, dependent de justețea surselor de alimentare pozitive V_{IN}^+, V_O^+.

Curenții prin R_C sînt necesari pentru asigurarea funcționării *AI* pentru ambele polarități ale v_i, deoarece atît dioda electroluminescentă, cît și fototranzistoarele sînt unidirecționale. Valoarea curentului static prin fototranzistor, $\frac{V_{IN}^+}{R_C}$, se alege în domeniul de liniaritate maximă a caracteristicii de transfer în curent a fotocuplorului. Mai puțin performantă în privința erorilor statice și a liniarității, această schemă asigură performanțe dinamice superioare.

Parametrii principali ai unor amplificatoare de măsurare standard industrial sînt indicați în tabelul 3.1.

3.1.8. CONVERSIE LOGARITMICĂ ȘI EXPONENȚIALĂ

Convertoarele logaritmice și exponențiale *realizează o dependență logaritmică, respectiv exponențială, între mărimea de la ieșire și mărimea de la intrare.* Simbolul utilizat pentru aceste convertoare este indicat în figura 3.31. În mod obișnuit, mărimea de la ieșire este o tensiune; mărimea de la intrare poate fi o tensiune sau un curent.

Pentru a fixa ideile, în cele ce urmează se va discuta în special convertorul logaritmic; concluziile acestei discuții sînt valabile și pentru convertorul exponențial.

Dintre schemele de convertoare logaritmice existente în momentul de față, se vor prezenta numai acelea care se bazează pe utilizarea ca element de conversie logaritmică fie a diodei semiconductoare, fie a tranzistorului

bipolar conectate în bucla de reacție a unui amplificator operațional. În ambele cazuri se exploatează dependența exponențială curent direct-tensiune directă a diodei și respectiv curent de colector-tensiune bază-emitor a tranzistorului bipolar.

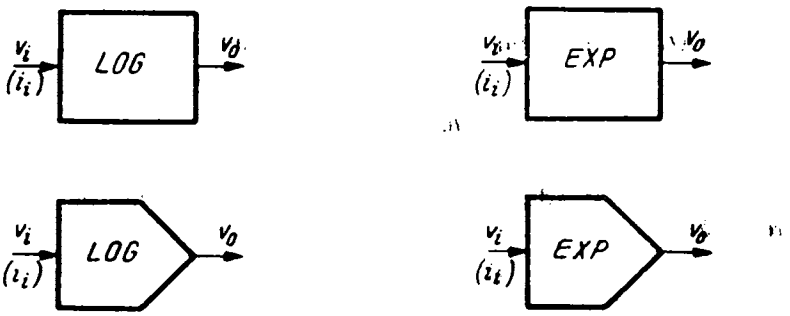


Fig. 3.31. Simbolurile utilizate pentru convertoarele logaritmice și exponențiale.

3.1.8.1. Convertoare cu diode

Schema de principiu a unui convertor logaritmic care utilizează în bucla de reacție a unui amplificator operațional o diodă semiconductoare este dată în figura 3.32 ; schema unui convertor exponențial apare în figura 3.33.

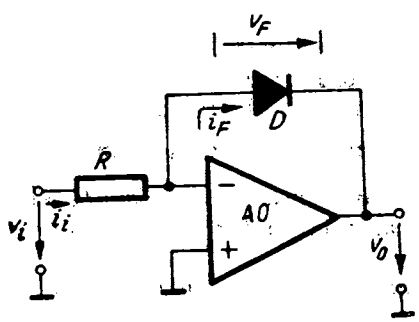


Fig. 3.32. Schema unui convertor logaritmic care utilizează în bucla de reacție a unui amplificator operațional o diodă semiconductoare.

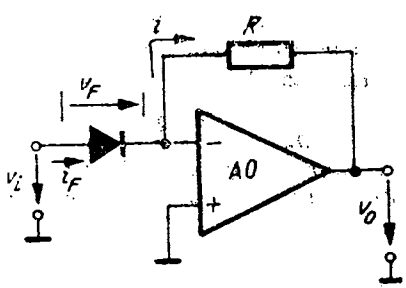


Fig. 3.33. Schema unui convertor exponențial (schemă „duală" aceleia din figura 3.32).

● **Convertorul logaritmic.** Caracteristica curent-tensiune a unei diode semiconductoare este dată de relația

$$i_F = I_S(e^{v_F/nV_T} - 1), \tag{3.77}$$

unde I_S este curentul de saturație — puternic dependent de temperatură, iar $V_T = kT/q$ — tensiunea „termică" (la temperatura camerei $V_T \cong 26$ mV). Factorul n are o valoare cuprinsă în gama 1 . . . 2. Valoarea 2 se atinge pentru nivele foarte mici de curent prin diodă, la care recombinarea în regiunea de sarcină spațială are o pondere importantă. Valoarea unitară corespunde funcționării la curenți medii.

În cazul polarizării directe $v_F = 400 \ldots 700$ mV, astfel că $e^{v_F/nV_T} \cong$ $\cong 10^6 \ldots 10^{10} \gg 1$. În aceste condiții este justificată neglijarea unității, față de e^{v_F/nV_T}; scriind dependența tensiune-curent se obține

$$v_F = nV_T \ln \frac{i_F}{I_S}, \tag{3.78}$$

relație care pune în evidență *dependența logaritmică a tensiunii directe în funcție de curentul direct*. O variație de 10 : 1 (o decadă) a curentului va determina, la 25°C, o variație a tensiunii directe de aproximativ 60 mV (s-a luat $n = 1$, valoare uzuală tipică pentru gama de curenți de lucru).

Revenind la schema din figura 3.32 și observînd că (se presupune amplificatorul operațional ideal)

$$i_F = i_i = \frac{v_i}{R}, \tag{3.79}$$

se obține

$$v_o = -v_F = -nV_T \ln \frac{v_i}{RI_S}, \tag{3.80}$$

expresie care demonstrează *caracterul logaritmic al dependenței* $v_o(v_i)$.

Ideea pe care se bazează funcționarea schemei este acum clară prin intermediul rezistenței R și al amplificatorului operațional se forțează un curent v_i/R prin dioda de logaritmare D, determinînd la bornele diodei o cădere de tensiune care este replica logaritmică a tensiunii de la intrare.

Evident, atacul convertorului logaritmic se poate face și de la o sursă de curent (fig. 3.34). În acest caz tensiunea de la ieșire (presupunînd amplificatorul operațional ideal) este dată de

$$v_o = -nV_T \ln \frac{i_i}{I_S}. \tag{3.81}$$

Este interesant de observat că sursa de curent i_i debitează pe un nod de potențial nul sau, cu alte cuvinte, pe o impedanță nulă.

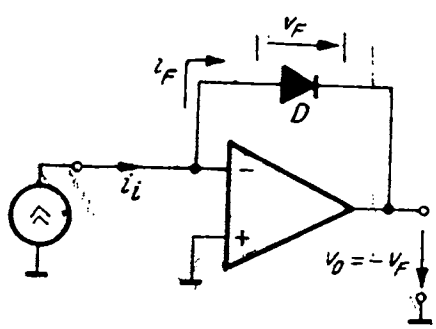


Fig. 3.34. Schema unui convertor logaritmic la care semnalul de la intrare este un curent.

● Pentru **convertorul exponențial** din figura 3.33, pentru tensiunea de la ieșire, v_o, presupunînd amplificatorul operațional ideal, se obține expresia :

$$v_o = -Ri = -Ri_F = -RI_S e^{\frac{v_i}{nV_T}}. \tag{3.82}$$

Caracterul exponențial al dependenței $v_o(v_i)$ este evident.

Deși dependența $i_F(v_F)$ a unei diode își păstrează caracterul exponențial pe 4...6 decade de variație a curentului, faptul că atît valoarea factorului n, cît și aceea a tensiunii la care factorul n își schimbă valoarea, depind de la exemplar la exemplar, face ca diodele uzuale să nu poată realiza o conversie logaritmică sau exponențială pe mai mult de 1...2 decade de variație a curentului, chiar dacă se utilizează scheme mult mai complexe. În plus, la valori

mari ale curentului direct se face simțit și efectul dat de rezistența serie a diodei: caracterul logaritmic sau exponențial al caracteristicii de transfer se deteriorează, liniarizîndu-se.

Realizarea unor diode speciale pentru conversia logaritmică sau exponențială reprezintă o alternativă necompetitivă din punctul de vedere al prețului față de alternativa oferită de utilizarea unui tranzistor bipolar.

3.1.8.2. Convertoare cu tranzistoare bipolare

● **Schema de principiu.** Dintre diversele modalități de conectare a tranzistorului bipolar într-un convertor logaritmic se va descrie numai *conexiunea denumită uzual „transdiodă"* (fig. 3.35).

Într-o modelare de prim ordin, dependența curentului de colector de tensiunile bază-emitor, v_{BE}, și colector-bază, v_{CB}, este dată de relația Ebers Moll:

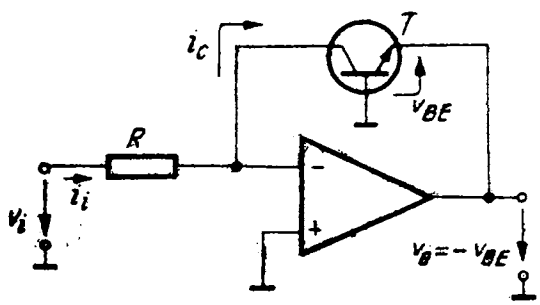


Fig. 3.35. Schema unui convertor logaritmic în care tranzistorul bipolar este conectat ca „transdiodă".

$$i_C = I_S\,(e^{v_{BE}/V_T} - 1) - \frac{I_S}{\alpha_R}\,(e^{v_{CB}/V_T} - 1), \quad (3.83)$$

unde I_S este un curent de saturație ce caracterizează funcționarea tranzistorului în regiunea activă normală, iar $\alpha_R = 0{,}3\ldots0{,}8$ este raportul dintre curentul de emitor și cel de colector în cazul funcționării în regiunea activă inversă.

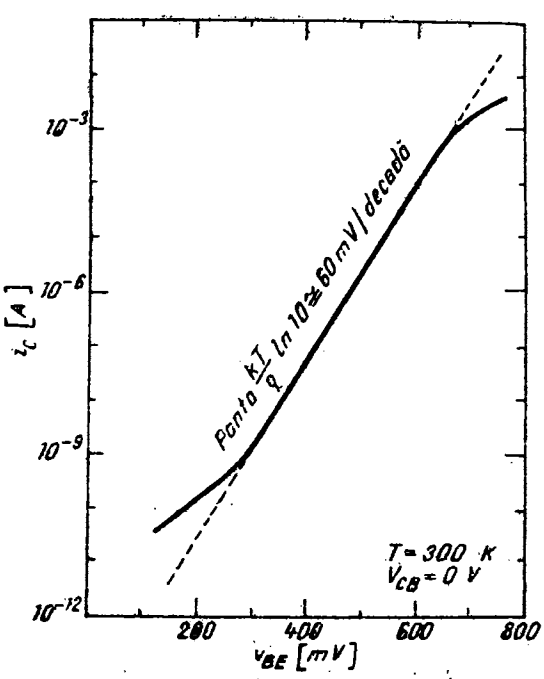


Fig. 3.36. Caracteristică tipică I_C (V_{BE}) pentru un tranzistor bipolar de mică putere.

Dependența exponențială a curentului de colector în funcție de tensiunea bază-emitor se menține cu bună precizie pe 4...8 decade de variație a curentului. În figura 3.36 se indică, în calitate de exemplu, o caracteristică tipică $i_C(v_{BE})$ a unui tranzistor utilizat pentru realizarea unui convertor logaritmic. Abaterile de la caracteristica exponențială — dată de relația (3.83) — sînt date la curenți mari de căderea de tensiune pe rezistența serie a emitorului, iar la curenți mici — de fenomenele de recombinare în regiunea de sarcină spațială și la suprafața joncțiunii emitor-bază.

În schema din figura 3.35 tranzistorul T funcționează în regiunea activă normală, la o tensiune colector-bază nulă. Neglijînd unitatea față de e^{v_{BE}/V_T} în relația

(3.83) și înlocuind $v_{CR} = 0$, pentru tensiunea de ieșire se obține relația:

$$v_o = -v_{BE} = -V_T \ln \frac{i_C}{I_S} = -V_T \ln \frac{v_i}{RI_S}. \qquad (3.84)$$

Ideea pe care se bazează funcționarea schemei este acum clară: datorită amplificatorului operațional valoarea curentului de colector al tranzistorului T este forțată să fie egală cu v_i/R; în aceste condiții tensiunea de la ieșire, care este egală cu tensiunea emitor-bază, rezultă proporțională cu $\ln v_i$.

În cazul în care semnalul de intrare este un curent, intrarea în convertor se face direct în nodul care corespunde intrării inversoare a amplificatorului operațional (la fel ca la convertorul cu diodă din figura 3.32).

Evident, semnalul de la intrare trebuie să fie unipolar. Pentru tranzistoare *npn* tensiunea de la intrare este pozitivă (curentul *intră* în nodul care corespunde intrării inversoare). Pentru semnale de intrare negative fie se utilizează un tranzistor *pnp*, fie se complică circuitul plasînd în intrare un inversor de curent (v. fig. 3.44).

● **Schema practică.** *Schema simplă de convertor logaritmic dată în figura 3.35* are însă cîteva *dezavantaje esențiale*, care se discută în continuare.

(1) Rezistența pe care o simte ieșirea amplificatorului operațional este $r_e \cong 1/g_m = V_T/I_C$ (de exemplu, la $I_C = 1$ mA, $r_e \cong 26\ \Omega$). Această valoare ne arată că la curenți mari încărcarea la ieșire a amplificatorului devine excesivă, ceea ce duce la scăderea valorii cîștigului cu bucla deschisă (de exemplu, pentru amplificatoarele operaționale uzuale, de mică putere, cîștigul cu bucla deschisă este specificat pentru o valoare $R_L = 2\ k\Omega$ a rezistenței de sarcină). Dacă scade valoarea cîștigului cu bucla deschisă, ne îndepărtăm puternic de conceptul de amplificator operațional ideal, caz în care funcționarea convertorului se abate esențial de la descrierea anterioară; curentul prin rezistența R diferă de valoarea ideală v_i/R, iar caracteristica de transfer nu mai este logaritmică.

(2) O particularitate importantă a conectării ca transdiodă este aceea că tranzistorul de logaritmare poate introduce în bucla de reacție un cîștig supraunitar. Într-adevăr, cîștigul pe buclă este $\mu \times g_m R$, unde μ este cîștigul cu bucla deschisă al amplificatorului operațional. Tranzistorul fiind de fapt în conexiunea cu baza la masă, amplifică într-o bandă de frecvențe mult mai largă decît amplificatorul operațional, astfel că efectul neplăcut al surplusului de cîștig se face simțit tocmai la frecvențele la care defazajul introdus de amplificator este mare, apărînd astfel pericolul de oscilație. În plus, situația se complică deoarece cîștigul suplimentar $g_m R$ este dependent (prin intermediul curentului de colector) de nivelul semnalului de la intrare.

Soluționarea acestor două probleme se obține prin modificarea circuitului din figura 3.35 ca în figura 3.37.

Grupul R_C, C_C realizează compensarea în frecvență a convertorului, asigurînd reducerea cîștigului pe buclă la frecvențe înalte. Totodată, ieșirea amplificatorului vede o rezistență de sarcină $R_C + r_e$; deoarece valoarea

rezistenței R_C este de ordinul 5...10 kΩ [$R_C \cong (|V_{max}| - V_{BE})/I_{C\,max}$, unde V_{max} este valoarea nominală a tensiunii de la ieșirea amplificatorului], scăderea rezistenței r_e la curenți de colector mari nu mai are nici o importanță.

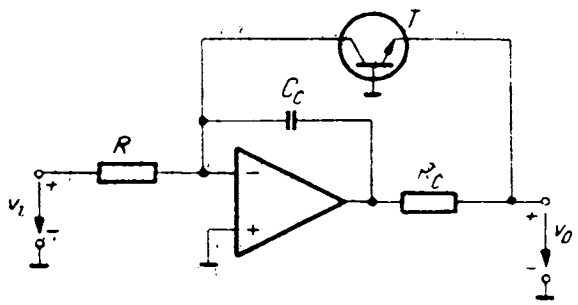


Fig. 3.37. Compensarea în frecvență a convertorului din figura 3.35.

(3) Relația care dă caracteristica de transfer a convertorului, $v_o = -V_T \ln(v_i/RI_s)$, pune în evidență doi factori prin care se face simțită influența temperaturii : unul din ei este curentul I_S, iar celălalt — tensiunea V_T.

Compensarea efectului dat de curentul I_S (mărime greu predictibilă și dificil de controlat) se realizează prin scăderea din tensiunea de la ieșire, a căderii de tensiune bază-emitor a unui al doilea tranzistor, *pereche* cu tranzistorul de logaritmare.

Schema corespunzătoare este dată în figura 3.38. Caracteristica de transfer se obține direct :

$$v_o = v_{BER} - v_{BEi} = -V_T \left[\ln \left(\frac{v_i}{V_R} \cdot \frac{R_R}{R_i} \right) - \ln \frac{I_{Si}}{I_{SR}} \right].$$

Această relație pune în evidență cîștigul major care se obține prin această modificare de schemă : curentul de saturație al tranzistorului de logaritmare (mărime necontrolabilă și puternic dependentă de temperatură) se înlocuiește

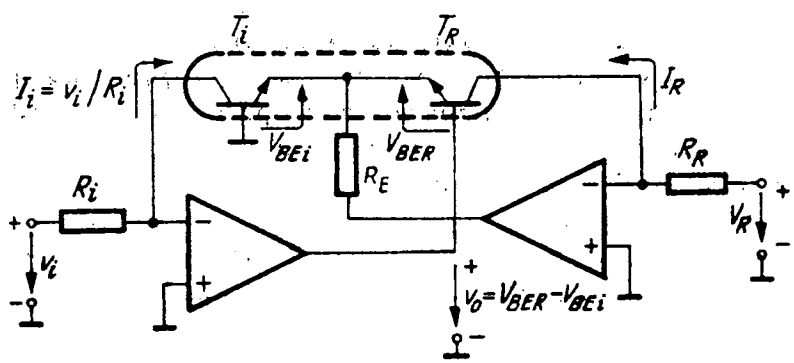


Fig. 3.38. Modificarea schemei din figura 3.35 pentru a se elimina efectele date de curentul I_S.

cu un curent de referință, $I_R = V_R/R_R$, ușor de controlat. Împerecherea imperfectă a celor două tranzistoare se reflectă prin raportul I_{Si}/I_{SR}, diferit de unitate, dar practic independent de temperatură. Eroarea introdusă de valoarea neunitară a raportului I_{Si}/I_{SR} se compensează prin ajustarea valorii curentului de referință.

Compensarea efectului dat de factorul V_T se poate face fie prin termostatarea perechii de tranzistoare care realizează conversia, fie printr-o modificare de schemă ca în figura 3.39. În acest caz expresia caracteristicii de transfer devine

$$v_o = -\frac{R_1 + R_2}{R_2} V_T \left[\ln\left(\frac{v_i}{V_R} \cdot \frac{R_R}{R_i}\right) - \ln\frac{I_{SI}}{I_{SR}}\right]. \qquad (3.85)$$

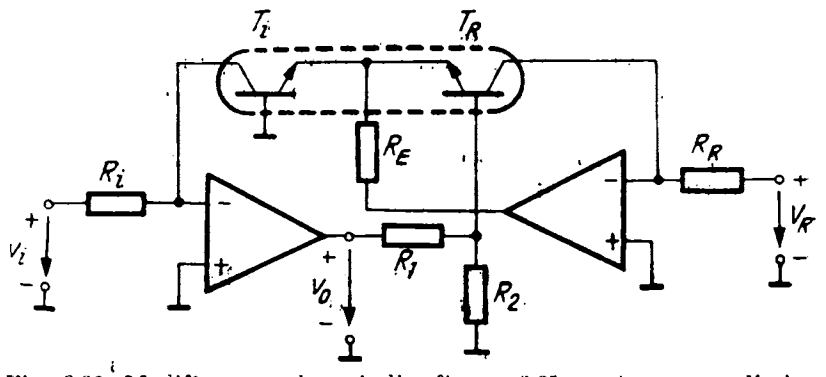


Fig. 3.39. Modificarea schemei din figura 3.35 pentru a se elimina efectele date de variația temperaturii.

Rezistența R_2 trebuie să fie dependentă de temperatură astfel încît mărimea $V_T(R_1 + R_2)/R_2$ să fie constantă la variațiile temperaturii. În cazul în care $R_1 \gg R_2$, rezistența R_2 trebuie să aibă un coeficient de temperatură de aproximativ $+3\,300$ ppm/°C.

○ **Observație.** Această schemă de convertor logaritmic permite și realizarea unei funcții analogice deosebit de utile în multe aplicații: *logaritmul raportului a două mărimi* [într-adevăr, tensiunea de ieșire, v_o, este proporțională cu $\ln(v_i/V_R)$].

(4) Limitări introduse de amplificatorul operațional.

Aceste limitări sînt determinate în esență de tensiunea de ofset, de curenții de polarizare și de curentul de ofset. Efectul acestor mărimi de poate descrie cantitativ cu ajutorul schemelor echivalente din figura 3.40.

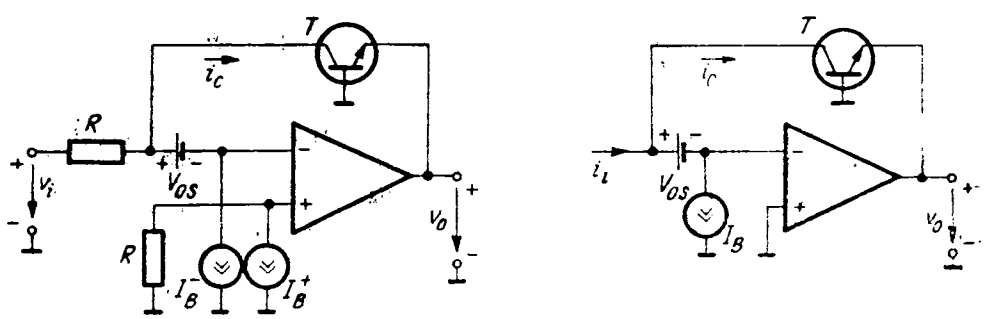


Fig. 3.40. Modelarea efectelor introduse de tensiunea de ofset și de curenții de polarizare ai amplificatorului operațional.

Se obține:

• comandă în tensiune:

$$i_C = \frac{v_i}{R} \pm \frac{V_{OS}}{R} \pm I_{OS} \pm I_e'; \qquad (3.86)$$

• comandă în curent:

$$i_C = i_i - I_B \pm I_e'' . \tag{3.87}$$

Curenții I_e' și I_e'' descriu eroarea introdusă de polarizarea nenulă a joncțiunii colector-bază. Valoarea lor tipică este de 0,1...1 pA, astfel că efectul lor este neglijabil.

Efectul dat de tensiunea de ofset, V_{OS}, respectiv de curentul de polarizare, I_B, poate fi mult redus prin utilizarea unor compensări exterioare, utile însă numai pentru un domeniu relativ limitat de temperatură, de ordinul a 10...30°C.

Pentru a se obține performanțe ridicate este absolut necesară utilizarea unui amplificator operațional cu curenți mici de polarizare.

3.1.8.3. Scheme concrete de convertor logaritmic și convertor exponențial realizate cu tranzistoare

• În figura 3.41 este indicată schema unui **convertor logaritmic realizat cu componente discrete.** Din inspecția schemei se observă că se aplică toate tehnicile de circuit descrise anterior. Caracteristica de transfer a acestui convertor — care funcționează într-o gamă dinamică de 100 dB a semnalului de la intrare — este dată de relația:

$$v_o = -V_T \frac{R_1 + R_2}{R_2} \ln\left(\frac{v_i}{V_R} \cdot \frac{R_2}{R_1}\right) = -\log\frac{v_i}{R_i} - 5. \ [V] \tag{3.88}$$

Abaterea tensiunii de la ieșire față de valoarea dată de relația de mai sus este de cel mult 1% pentru valori ale curentului de intrare cuprinse în gama 10 nA...1 mA. Pentru curenți peste 500 μA se face simțit efectul dat de rezistența serie a tranzistorului de logaritmare. La curenți mici, sursa principală de eroare este dată de curentul de ofset al amplificatorului *LM*108.

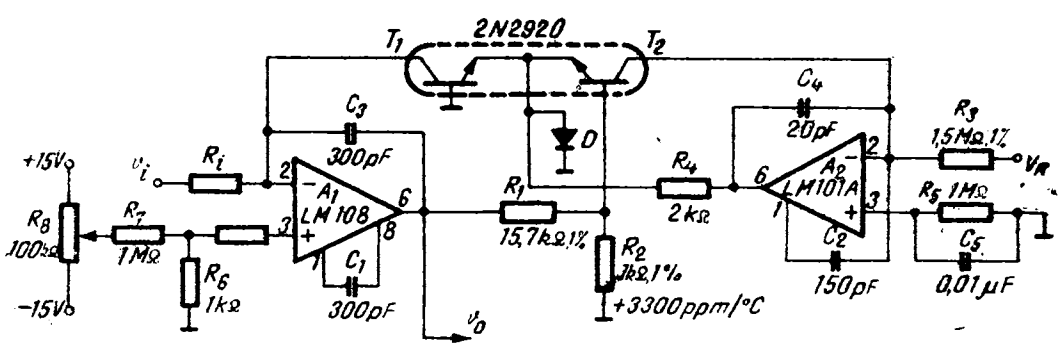


Fig. 3.41. Schema unui convertor logaritmic care acoperă 5 decade de variație a tensiunii de la intrare.

○ **Notă.** Acest convertor poate funcționa și ca neinversor ($v_i > 0$, $v_o > 0$). În acest caz curentul de intrare se aplică amplificatorului A_2, iar curentul de referință — amplificatorului A_1. Desigur că în acest caz A_2 va fi un *LM*108, iar A_1 un *LM*101*A*.

Reglajul tensiunii de ofset a amplificatorului A_1 se realizează prin intermediul potențiometrului R_8 și al rezistențelor R_7, R_6, R_1.

○ **Trebuie observat faptul că** utilizarea unei puternice compensări în frecvență a amplificatorului A_1 și a întregului convertor logaritmic face ca răspunsul său tranzitoriu să fie lent (pentru schema din figura 3.41, în cazul unui salt treaptă la intrare, tensiunea de la ieșire ajunge la 1% din valoarea finală într-un interval de ordinul milisecundelor).

● Schema unui **convertor exponențial** este indicată în figura 3.42. Pentru valorile concrete indicate în schemă se realizează funcția de transfer

$$v_o = 10^{-v_i}, \tag{3.89}$$

unde v_o și v_i sînt date în volți.

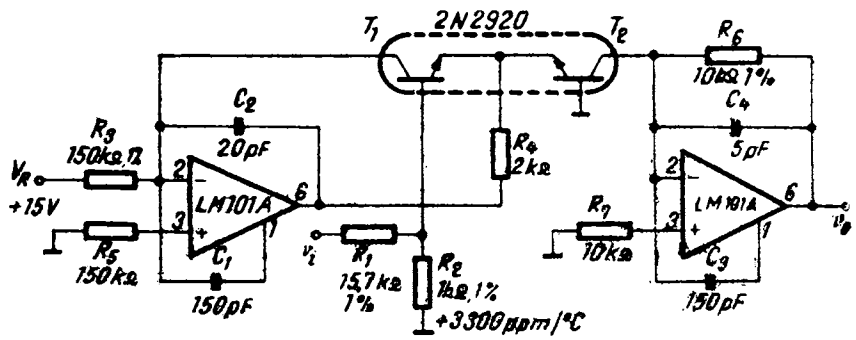


Fig. 3.42. Schema unui convertor exponențial.

3.1.8.4. Module de conversie logaritmică și exponențială

În afara schemelor „discrete" — ca cele descrise mai înainte — există și circuite hibride, în care întregul convertor este gata fabricat sub forma unui modul, sarcina utilizatorului fiind astfel redusă la minimum — realizarea unor interconexiuni și eventual plasarea unor elemente de ajustare.

Cu titlu de exemplu se menționează *modulul 755N* [F8] *al firmei ANALOG DEVICES (S.U.A.)*. Schema de principiu a modulului de conversie, precum și modul de conectare pentru obținerea unui convertor logaritmic sau exponențial sînt indicate în figura 3.43. Pentru un atac în curent se garantează o dinamică de 120 dB (10 nA...1 mA), iar pentru un atac în tensiune — o dinamică de 80 dB (1 mV...10 V). Circuitul exterior modulului — de reglaj al ofsetului — este necesar numai în cazul atacului în tensiune.

3.1.8.5. Inversorul de curent

În cazul în care tensiunea sau curentul de intrare sînt negative, este necesară utilizarea pentru conversie logaritmică sau exponențială a unei perechi de tranzistoare *pnp*. Dacă aceste tranzistoare *pnp* nu sînt accesibile, se poate realiza convertorul cu tranzistoare *npn*, montîndu-i în față un inversor de curent.

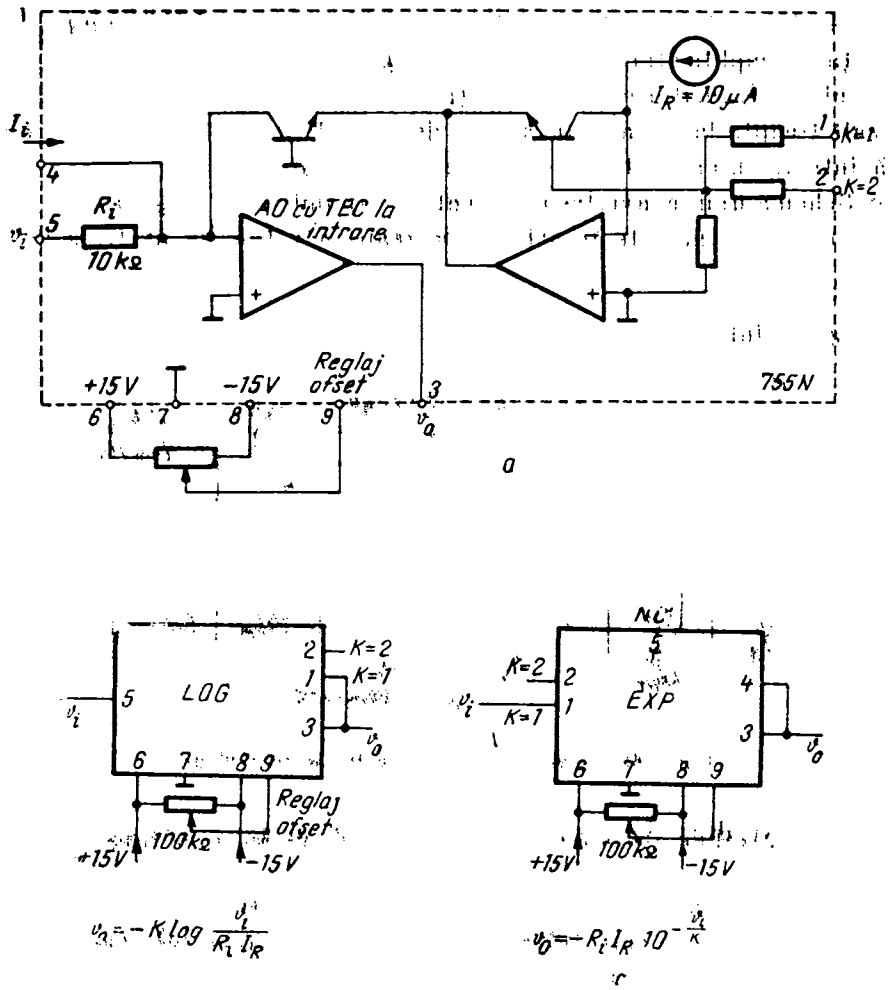


Fig. 3.43. Schema de principiu *(a)* și modul de conectare a modulului 755N (ANALOG DEVICES) pentru a se obține un convertor logaritmic *(b)* sau exponențial *(c)*.

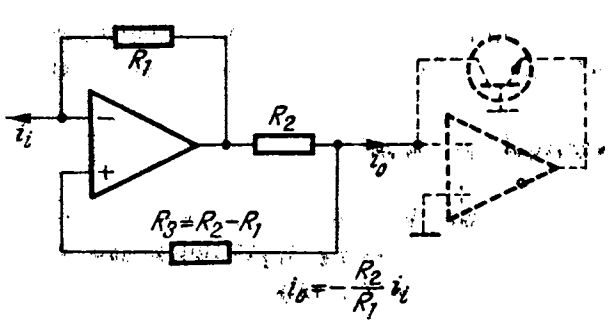


Fig. 3.44. Schema inversorului de curent.

Schema unui inversor de curent este indicată în figura 3.44. În mod obișnuit $R_1 = R_2$, astfel că $i_0 = -i_i$. Trebuie observat că acest inversor de curent funcționează corect numai în cazul în care *debitează pe un nod de potențial nul* (cu alte cuvinte — pe o rezistență de sarcină nulă).

3.1.8.6. **Convertorul multifuncțional**

Combinarea unui convertor logaritmic cu un convertor exponențial în conformitate cu schema de principiu din figura 3.45, permite realizarea unei funcții de transfer

$$v_0 = v_Y \left(\frac{v_Z}{v_X} \right)^m \tag{3.90}$$

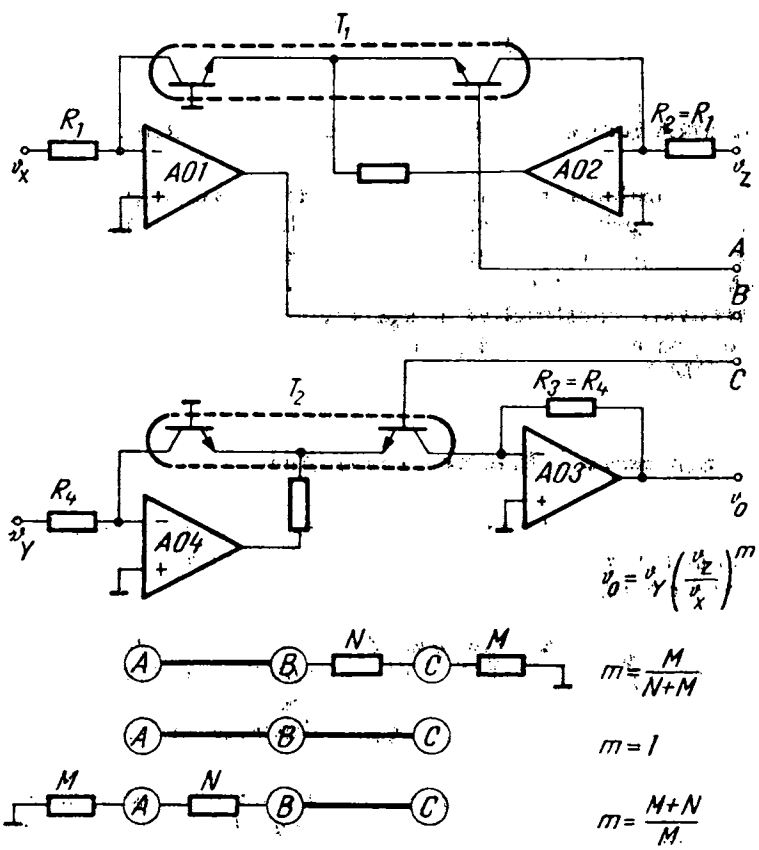


Fig. 3.45. Schema de principiu a unui convertor multifuncțional și modurile de conectare pentru a se obține diferite valori ale exponentului m.

unde v_0 este tensiunea de ieșire, v_X, v_Y, v_Z — tensiunile de intrare, iar exponentul m poate lua valori subunitare sau supraunitare prin alegerea convenabilă a modului de conectare și a valorii rezistențelor care se leagă la bornele A, B, C. Valorile negative ale exponentului se obțin schimbînd între ele semnalele aplicate pe intrările X și Z.

Presupunînd că tranzistoarele duale sînt formate din tranzistoare identice și că toate au aceeași temperatură, se pot scrie următoarele relații

$$v_A = \frac{kT}{q} \ln \frac{v_E}{v_X}; \tag{3.91}$$

$$v_C = m v_A; \tag{3.92}$$

$$v_C = \frac{kT}{q} \ln \frac{v_Y}{R_4 I_S} = \frac{kT}{q} \ln \frac{v_0}{R_3 I_S}. \tag{3.93}$$

din care, după calcule simple, rezultă expresia dată mai înainte a caracteristicii de transfer.

Acest convertor multifuncțional permite obținerea funcțiilor de multiplicare, divizare, exponențiere, extragere de rădăcină. Pentru convertoarele multifuncționale realizate ca module hibride, gama tipică a valorilor tensiunilor de intrare și ieșire este 0 . . . ±10 V (funcționează numai în primul cadran), iar a exponentului m, 0,2 . . .5.

3.1.9. TEHNICA ECRANĂRII ȘI CONECTĂRII LA MASĂ ÎN *AEMC*

Precizia și sensibilitatea ridicată ce caracterizează, în general, funcționarea *AEMC* impun o grijă deosebită privind eliminarea influenței tensiunilor perturbatoare asupra procesului de măsurare. Măsurile ce se iau în acest sens vizează, pe de o parte, structura schemei adoptate și pe de altă parte modul de realizare constructivă a aparatului. În anumite aplicații, efectul perturbațiilor poate fi diminuat printr-o conectare corespunzătoare la masă a circuitelor *AEMC*.

3.1.9.1. Eliminarea influenței perturbațiilor

Dintre tensiunile perturbatoare se menționează, în primul rînd, datorită frecvenței apariției și importanței efectului asupra măsurării, tensiunile perturbatoare de mod comun cu frecvența rețelei.

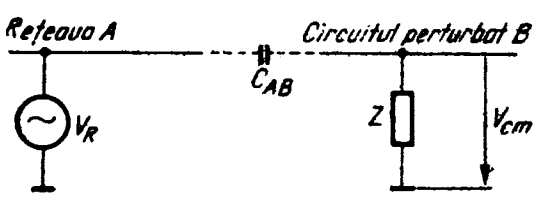


Fig. 3.46. Modul de inducere al tensiunii de mod comun V_{cm} de către cîmpul electric al rețelei.

● **Principalele modalități de apariție a tensiunilor de mod comun, în cazul** *AEMC*, sînt ilustrate în figurile 3.46 și 3.47.

În primul caz (fig. 3.46), tensiunea de mod comun V_{cm} este indusă în circuitul perturbat B de către cîmpul electric perturbator generat de rețeaua electrică A. Mărimea semnalului perturbator va depinde de reactanța X_{AB} a capacității rețea-circuit și de impedanța Z față de masă a circuitului perturbat, conform expresiei:

$$V_{cm} = \frac{V_E}{Z - jX_{AB}} \cdot Z,$$

unde

$$X_{AB} = 1/\omega C_{AB}. \tag{3.94}$$

Prin V_R și ω a fost notate tensiunea și respectiv pulsația rețelei. În situația particulară a unui *AEMC*, tensiunea V_{cm} apare fie între anumite puncte ale circuitelor de semnal și masă, fie între conductoarele prin care este conectat traductorul la circuitele electronice de prelucrare a semnalului și masă.

În cel de-al doilea caz, apariția tensiunilor de mod comun (fig. 3.47) este caracteristică situației în care atît traductorul, cît și circuitele electronice ale *AEMC* au cîte un punct conectat local la masă. Datorită căderilor de tensiune cauzate de curenții industriali care circulă prin pămînt sau șasiul aparatului, este posibilă apariția tensiunii V_{cm}, ca în figură, care acționează ca o tensiune de mod comun. Mărimea lui V_{cm} depinde de distanța dintre traductor și blocul electronic.

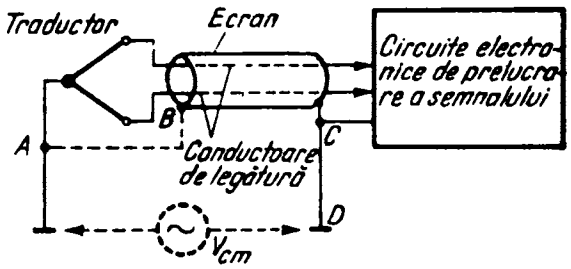


Fig. 3.47. Generarea tensiunilor de mod comun ca urmare a căderilor de tensiune cauzate de curenții care circulă prin pămînt sau șasiul aparatului.

● Valoarea tensiunii perturbatoare induse și, prin urmare, efectul acestei tensiuni poate fi diminuat prin **ecranarea circuitelor de semnal.** Se ecranează, de regulă, circuitele analogice ale aparatului, deoarece acestea pot prezenta puncte cu impedanță ridicată față de masă și au o imunitate la perturbații mai scăzută comparativ cu circuitele numerice. Efectul util al ecranului rezultă analizînd cazul reprezentat în figura 3.48. Dacă impedanța Z_E în raport cu masa a ecranului care separă circuitul perturbat față de rețea este mică, așa încît borna comună a capacităților C_{AE} și C_{BE} să poată fi considerată, practic, conectată la masă, tensiunea V_{cm} este neglijabilă. Prin C_{AE} și C_{BE} au fost notate capacitățile dintre ecran și rețeaua A, respectiv circuitul perturbat B.

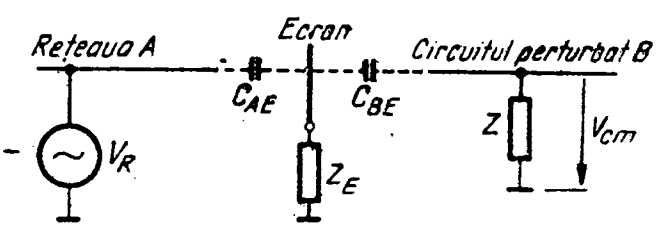


Fig. 3.48. Ilustrarea efectului util al ecranului.

● În ceea ce privește cazul prezentat în figura 3.47, influența tensiunii v_{cm} poate fi anulată prin **evitarea legăturii la pămînt** notate cu *CD*. Deoarece masa circuitelor electronice, precum și caseta în care sînt introduse acestea, necesită a fi conectate la pămînt, se realizează conexiunea *AB*. Punerea la pămînt a casetei se impune pentru ca aceasta să poată îndeplini rolul de ecran precum și din motive de protejare a operatorului împotriva accidentării prin electrocutare.

● **Alte modalități de diminuare a influenței tensiunilor perturbatoare de mod comun** rezultă *pe baza evaluării cantitative* a efectului acestor tensiuni asupra semnalului prelucrat.

Se consideră, în acest scop, cazul unui *AEMC*, ca acela reprezentat de figura 3.49. Blocul electronic de prelucrare a semnalului include atît circuite analogice, cît și circuite numerice. Circuitele analogice și conductoarele de legătură fiind ecranate, singura tensiune perturbatoare de mod comun care

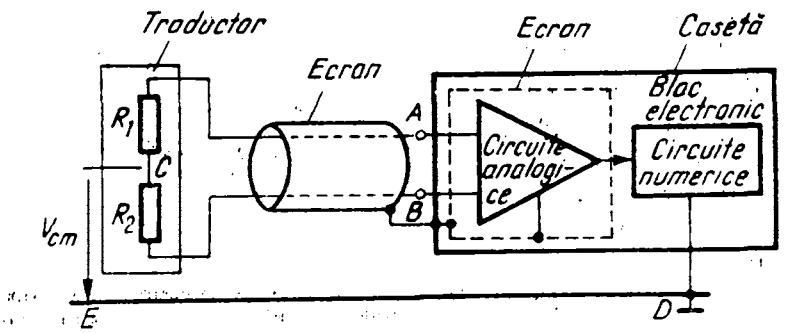


Fig. 3.49. Schema bloc a unui *AEMC*, utilizată pentru evaluarea cantitativă a efectului tensiunii de mod comun V_{cm} asupra semnalului util.

intervine este cea care apare între un punct C al circuitului traductorului și masă (fig. 3.49). Tensiunea V_{cm} este cauzată fie de circulația de curenți pe tronsonul de masă DE, dacă punctul C este conectat la masă, fie că este indusă de cîmpul electric al rețelei. În ultimul caz V_{cm} reprezintă rezultanta tensiunilor induse între diferitele puncte ale circuitului traductorului față de masă. R_1 și R_2 reprezintă rezistențele prin care poate fi echivalat traductorul între punctul C și bornele sale de ieșire.

Pentru calcule se consideră schema echivalentă a *AEMC*, în cazul în care tensiunea furnizată de traductor este nulă (fig. 3.50). Prin R_A și R_B au fost echivalate rezistențele de izolație între bornele de intrare A, respectiv B, și masă, iar R_i, C_i reprezintă componentele impedanței de intrare a blocului electronic. Deoarece semnalul furnizat de traductor s-a presupus nul, tensiunea V_p care apare la intrarea circuitelor analogice de prelucrare se datorește exclusiv semnalului perturbator de mod comun. Această tensiune există și în prezența semnalului util, cu care se însumează, conducînd la erori de măsură. Se va observa că circuitul în punte $ABCD$ fiind, în general, neechilibrat, V_p va diferi de zero.

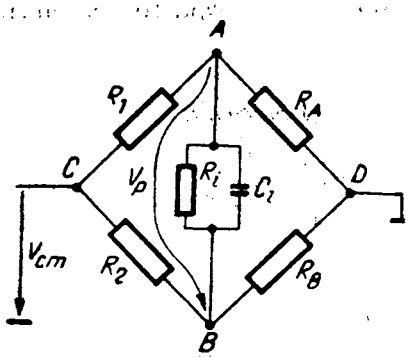


Fig. 3.50. Schema echivalentă a circuitelor de intrare ale *AEMC*, corespunzătoare situației în care tensiunea furnizată de traductor este nulă.

În cele ce urmează, deoarece $R_i \gg R_1, R_2$, va fi neglijat efectul rezistenței de intrare R_i; totodată, luînd în considerare doar cazul semnalelor de mod comun continue, respectiv alternative cu frecvența rețelei, efectul capacității C_i, de ordinul picofarazilor, poate fi de asemenea neglijat. În aceste condiții se poate scrie (fig. 3.50):

$$V_p = -\frac{V_{cm}}{R_1 + R_A} \cdot R_1 + \frac{V_{cm}}{R_2 + R_B} \cdot R_2 = \frac{R_A R_2 - R_1 R_B}{(R_1 + R_A)(R_2 + R_B)} V_{cm}. \quad (3.95)$$

Utilizînd notația $R_2 - R_1 = R$ și înlocuind $R_1 = R_2 - R$ în expresia (3.95), rezultă:

$$V_p = \left[\frac{R_2(R_A - R_B)}{(R_1 + R_A)(R_2 + R_B)} + \frac{RR_B}{(R_1 + R_A)(R_2 + R_B)}\right] V_{cm}. \qquad (3.96)$$

Deoarece R_A și R_B se presupun de valori apropiate, primul termen din paranteză este neglijabil față de cel de-al doilea. În consecință, tensiunea V_p va avea valoarea maximă V_{pmax} cînd termenul al doilea din paranteză este maxim, adică pentru $R = R_2$, respectiv $R_1 = 0$. Cu această condiție și neglijînd la numitor termenii R_1, R_2 față de R_A și R_B, rezistențele de izolație R_A, R_B avînd valori ridicate, se obține:

$$V_{pmax} = \frac{R_2}{R_B} V_{cm}. \qquad (3.97)$$

Din relația (3.97) rezultă clar că *influența perturbatoare a tensiunii V_{cm} este cu atît mai importantă cu cît rezistența de izolație R_B este mai redusă*. Mărimea V_p depinde, de asemenea, de *asimetria circuitului traductorului în raport cu punctul C* (fig. 3.49), fiind maximă în cazul unei asimetrii totale ($R_1 = 0$).

○ **Este de remarcat faptul că** în virtutea presupunerii că rezistențele R_A, R_B sînt de valori apropiate, condiția ca R_B să fie cît mai mare impune, de fapt, ca rezistențele față de masă a ambelor borne de intrare să fie cît mai ridicate.

Asupra mărimii rezistenței de izolație între bornele de intrare ale blocului electronic și masă se poate interveni prin măsuri constructive corespunzătoare. Pe lîngă reducerea la minim a lungimii cablului de legătură dintre traductor și aparatul propriu-zis, o importanță deosebită prezintă modul de realizare a cablajului imprimat (fig. 3.51). Se practică, în acest scop, pe ambele fețe ale plăcii cu cablaj imprimat, un **inel de gardă** în jurul bornelor amplificatorului de intrare al blocului electronic, care este menținut la un potențial apropiat de potențialul liniilor de transmitere. Curenții de pierderi devin astfel neglijabili, deoarece izolația dintre bornele de intrare și inelul de gardă este supusă unei diferențe de potențial neglijabilă. Mai mult, dacă tensiunea aplicată inelului de gardă este prelevată de la un circuit cu impedanță de ieșire scăzută, de regulă o ieșire specială a amplificatorului de intrare, inelul de gardă îndeplinește și rolul de ecran. Ecranul propriu al amplificatorului de intrare este conectat, de asemenea, la inelul de gardă.

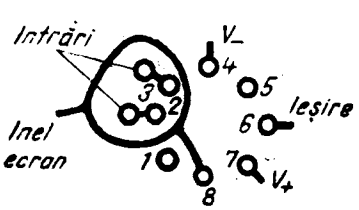


Fig. 3.51. Modul de execuție și conectare al inelului de gardă.

Minimizarea curenților de pierderi la intrare este condiționată și de utilizarea unor **materiale izolatoare corespunzătoare.** Izolația cablului de legătură dintre traductor și aparat, precum și soclul amplificatorului de intrare vor fi realizate din teflon, eventual polietilenă. Se va evita **extinderea** liniilor de semnal pe placa cu circuit imprimat peste **lungimea strict necesară.**

O **importanță deosebită prezintă, apoi, ca** circuitul imprimat și componentele electronice să fie perfect curate. Se **recomandă spălarea** ansamblului

circuitelor de intrare într-un solvent sau metanol pur, urmată de clătirea în apă deionizată și uscarea în atmosferă de azot.

Dacă aparatul urmează să funcționeze într-un mediu cu umiditate ridicată, circuitul cu impedanță de intrare ridicată va fi închis într-o **carcasă** din material bun izolator, deoarece în cazul unei umidități ridicate curenții de pierderi la suprafață devin de valori însemnate.

● În situațiile în care semnalul util este mic, se impun măsuri suplimentare pentru **reducerea influenței și a altor categorii de perturbații.** Astfel, cablul coaxial de legătură va fi prevăzut cu o îmbrăcăminte de grafit, cu rol de ecran, între tresă și materialul izolator, în scopul minimizării curenților de zgomot generați de schimbarea poziției relative a conductoarelor de legătură față de tresă. În cazul traductoarelor cu impedanță de ieșire ridicată, modificarea capacității conectate la bornele traductorului cauzează fluctuații ale nivelului semnalului util. Din acest motiv, conductoarele de legătură dintre traductor și aparat trebuie să fie cît mai rigide și scurte.

3.1.9.2. **Conectarea la masă în** *AEMC*

Problema conectării la masă în *AEMC* se impune a fi abordată cu o atenție deosebită, dată fiind complexitatea acestora, precum și faptul că sînt alcătuite din mai multe blocuri componente, unele analogice iar altele numerice. Importanța acestei probleme crește și mai mult dacă este necesară prelucrarea semnalului analogic cu o precizie ridicată.

Principiul de bază ce se are în vedere la efectuarea legăturilor la masă, constă în *a evita închiderea curenților de alimentare ai diferitelor blocuri componente prin circuite de masă parcurse de semnalul util.* În caz contrar, căderile de tensiune determinate de curenții de alimentare pe impedanța conductoarelor de masă se vor însuma cu semnalul util, conducînd la erori de măsurare.

În figura 3.52 a fost reprezentat un mod de conectare greșit a bornei de masă a sursei de +5 V care alimentează circuitele numerice din aparat. Din figură rezultă că:

$$v_i = v_s + v_p, \qquad (3.98)$$

adică circuitele anlogice sînt comandate la intrare cu semnalul util v_s, la care se adaugă perturbația v_p; tensiunea perturbatoare este generată de circulația curentului de alimentare al circuitelor numerice prin porțiunea de masă AB (v. fig. 3.52). Tensiunea v_p este importantă mai cu seamă în cazul realizării blocului numeric cu circuite de comutație de mare viteză. Acestea generează variații rapide ale curentului de alimentare, determinînd căderi însemnate de tensiune pe inductanța firelor de masă.

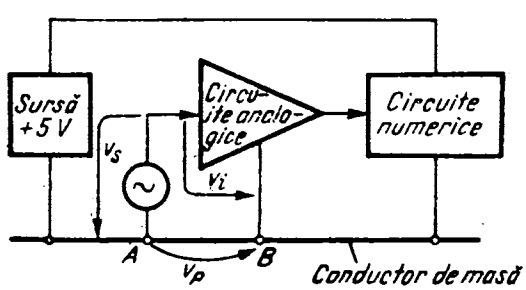


Fig. 3.52. Exemplu de conectare greșită a bornei de masă a sursei de +5 V.

Un mod de conectare corectă a principalelor tipuri de circuite ale unui *AEMC* este redat de schema din figura 3.53.

Se observă că fiecare element component este alimentat prin fire de legătură proprii, inclusiv pentru conectarea punctului comun al diferitelor surse (borna „c"). Pentru a evita în şi mai mai mare măsură circulaţiile nedorite ale curentului de alimentare, bornele modulelor componente sînt decuplate capacitiv cît mai aproape de modul.

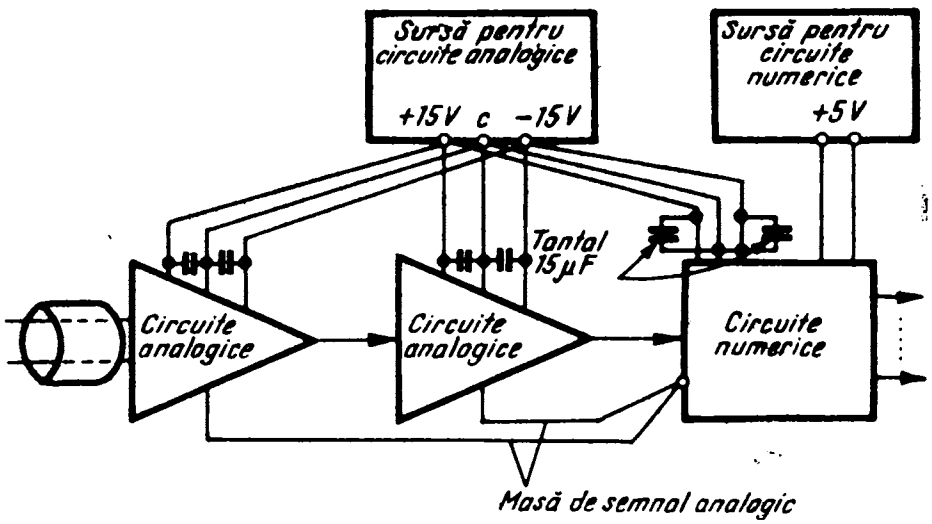


Fig. 3.53. Modul corect de conectare la masă a principalelor tipuri de circuite ale unui *AEMC*.

3.2. CIRCUITE DE CONVERSIE ANALOGICĂ

Circuitele de prelucrare analogică a semnalelor electrice, considerate fără perspectivă cu două decade în urmă, cînd tehnicile de prelucrare numerică au cunoscut un avînt fără precedent, se bucură în ultima decadă de o nouă tinereţe, datorită perfecţionărilor aduse de microelectronica analogică (tehnologia planară, componente pasive peliculare, ajustarea „in situ" a componentelor, implantare ionică etc.), care astăzi este în măsură să producă circuite cu precizie 10^{-4}, comparabilă cu un sistem digital cu o rezoluţie de 13 biţi. Dintre numeroasele circuite existente se vor descrie cele mai utilizate şi mai edificatoare în privinţa posibilităţilor pe care le oferă.

3.2.1. CONVERTOARE TENSIUNE-FRECVENŢĂ *(VFC)* ŞI CONVERTOARE FRECVENŢĂ-TENSIUNE *(FVC)*

Aceste convertoare fac parte dintr-o clasă mai largă de convertoare, care realizează conversia prin intermediul timpului. În această clasă sînt cuprinse *convertoare tensiune-durată, tensiune-factor de umplere, tensiune-defazaj* etc. şi *convertoarele care realizează funcţiile lor inverse*. Toate se bazează pe relaţiile dintre perioadă şi frecvenţă şi pe relaţia dintre mărimile electrice la bornele unui condensator ideal :

$$i = C\frac{dv}{dt}; \quad v = \frac{1}{C}\int_0^t i\,dt + v_0. \tag{3.99}$$

Respectarea exactă a acestor relații este esențială pentru buna funcționare a acestor convertoare. O aproximare tehnică bună o realizează integratorul cu *AO*.

3.2.1.1. Integratoare și comparatoare folosite în VFC și FVC

a. Integratorul cu AO

● Integratorul cu *AO*, a cărui schemă este reprezentată în figura 3.54, are o funcționare ușor de înțeles cu următoarele *ipoteze simplificatoare:* curenții de polarizare nuli ($I_B^+ = I_B^- = 0$), ofset nul ($V_{OS} = 0$), amplificare infinită ($\mu \to \infty$), $R_C \to \infty$. Egalitatea curenților prin rezistența de intrare și prin condensatorul de reacție permite exprimarea directă a **caracteristicii de transfer:**

$$i_i = \frac{v_i}{R} = -i_c = -C\frac{dv_o}{dt}, \text{ de unde} \tag{3.100}$$

$$v_o = -\frac{1}{C}\int_0^t i_i\,dt + V_{CO} = -\frac{1}{RC}\int_0^t v_i\,dt + V_{CO}. \tag{3.101}$$

Prima integrală pune în evidență funcționarea ca integrator de curent, adică amplificator de sarcină (v. § 3.1.6), iar a doua evidențiază funcționarea ca circuit integrator al tensiunii de intrare v_i. În exprimare operațională,

$$v_o(s) = -\frac{1}{s}\cdot\frac{1}{RC}\cdot v_i(s), \tag{3.102}$$

iar în domeniul frecvență

$$v_o(\omega) = -\frac{1}{j\omega}\cdot\frac{1}{RC}\cdot v_i(\omega). \tag{3.103}$$

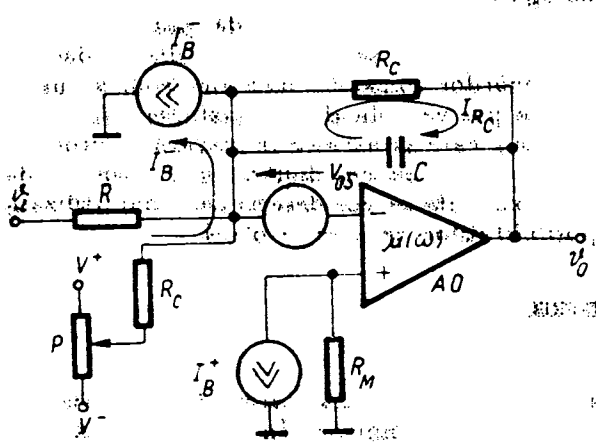


Fig. 3.54. Integrator cu *AO*.

Luînd în considerare erorile statice ale AO, se exprimă:

$$v_o = -\frac{1}{RC}\int_0^t v_i\,dt + V_{CO} + \frac{I_B^-}{C}\cdot t - \frac{I_B^+ R_M}{RC}\cdot t - \frac{1}{RC}V_{OS}\cdot t - V_{OS} \tag{3.104}$$

Termenul al treilea se poate, în principiu, anula printr-un curent de compensare I_B^- provenit de la potențiometrul P prin R_C. Termenul al patrulea se poate anula făcînd $R_M = 0$. Termenul al cincilea, de asemenea proporțional cu t, se poate anula printr-o suprareglare a lui I_B^-, admițînd că I_B^- și V_{OS} sînt constante sau cel puțin variază proporțional. Rămîne ultimul termen, care nu poate fi compensat decît prin aducerea unei tensiuni V_{OS} la borna neinversoare a *AO* sau prin compensarea internă la *AO* care au prevăzută această facilitate. Prin aceste metode de compensare, situația de echilibru

se atinge pentru anularea efectivă a tensiunii la extremitatea dinspre AO a rezistorului R, ceea ce înseamnă că tensiunea de ieșire poate fi anulată atît pentru intrarea integratorului în gol $i_i = 0$ (v. prima formă a relației (3.101)), cît și pentru intrarea integratorului la masă, $v_i = 0$ (v. a doua formă a relației (3.101)), printr-un același reglaj.

Pentru *compensarea erorilor statice* de la intrarea unui integrator, sînt necesare *două reglaje* independente: unul pentru V_{OS} și altul pentru I_B. Răspunsul unui integrator la saltul treaptă al mărimilor de intrare i_i sau v_i, în domeniul timpului, conform relației (3.102) este o rampă cu panta $-\frac{1}{RC} = -\frac{1}{\tau_I}$.

● **Răspunsul în domeniul** f, conform (3.103), este o dreaptă cu panta -20 dB/decadă în reprezentarea Bode pentru modul, și faza constantă $+\frac{\pi}{2}$ radiani.

Răspunsul în domeniul timp al unui integrator real este afectat atît la timpi mici, cît și la timpi mari, de abaterile de la condițiile idealizate presupuse inițial.

O analiză mai exactă trebuie să includă răspunsul în frecvență al AO, care determină răspunsul integratorului la timpi mici, și rezistența R_c de izolație a condensatorului, care intervine prin modificarea răspunsului la timpi mari. Acești factori vor fi considerați pe rînd deoarece, uzual, sînt deosebiți prin cîteva ordine de mărime.

Neglijînd erorile statice și considerînd amplificarea finită,

$$A_v = \frac{v_0}{v_i} = \frac{1}{\frac{1}{\mu} + sCR\left(\frac{1}{\mu}+1\right)} \tag{3.105}$$

(v. și rel. (3.102)). Dacă se ia în considerare variația amplificării cu frecvența, $\mu(s) = \frac{\mu_0}{1+s\tau_{p_1}}$ și se înlocuiește în (3.105), rezultă

$$A_v = -\frac{\mu_0}{1 + s\tau_0 + s^2\tau_I\mu_0 + s^2\tau_I\tau_0} \cong -\frac{\mu_0}{1 + s\tau_I\mu_0 + s^2\tau_I\tau_0}, \tag{3.106}$$

deoarece $\mu_0\tau_I \gg \tau_0$ pentru orice amplificator cu reacție puternică și $\mu_0 \gg 1$. Rezolvînd polinomul în s de la numitor, se găsesc rădăcinile:

$$s_1 = -\frac{\mu_0}{\tau_0} \text{ și } s_2 = -\frac{1}{\tau_I\mu_0} \tag{3.107}$$

și funcția de transfer ia forma:

$$A_v = -\frac{\mu_0}{\left(1+\frac{s\tau_0}{\mu_0}\right)(1+s\tau_I\mu_0)}. \tag{3.108}$$

În figura 3.55 caracteristica *1* este caracteristica Bode a AO, presupus ca avînd $\mu_0 = 10^5$ și $\omega_0 = \frac{1}{\tau_0} = 10$ rad/s. Alegînd o reacție negativă puternică ($T_{\infty} = 10^4$), rezultă $\omega_I = \frac{1}{\tau_I} = 10^2$ rad/s. Caracteristica Bode pentru integratorul ideal intersectează conform relației (3.103) axa pulsației la ω_I (curba *2*) și este o dreaptă cu panta -20 dB/decadă. Din (3.108) se vede însă că pentru $\omega \ll \frac{1}{\tau_I\mu_0} = 10^{-3}$ rad/s, $A_v = \mu_0$ adică semidreapta *1*. Pentru,

10^{-3} rad/s $\ll \omega \ll \frac{\mu_0}{\tau_0} = 10^6$ rad/s, caracteristica integratorului urmează caracteristica integratorului ideal, 2. La pulsația $\omega_T = \mu_0\omega_0$, caracteristica integratorului începe să cadă cu —40 dB/decadă. Deci, în limitele unei erori de —3 dB, circuitul are răspunsul integratorului ideal într-un domeniu

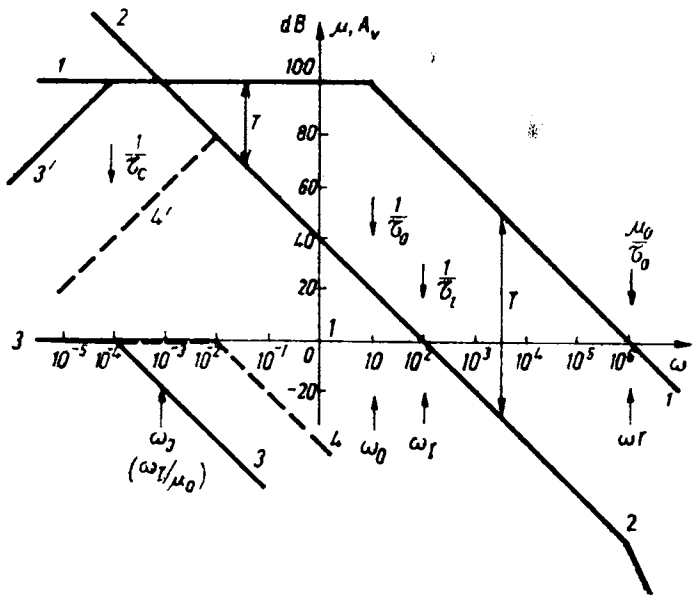


Fig. 3.55. Diagramele Bode ale amplificărilor unui integrator.

limitat de pulsații, $10^{-3}...10^6$ rad/s, care trebuie restrîns la 10^{-2} pînă la 10^5 rad/s pentru o eroare de —1 dB. Chiar și așa, funcționarea este satisfăcătoare pe șapte decade de pulsație, în condițiile în care eroarea de calcul, $\varepsilon_c = \frac{1}{T}$, este 10^{-4} între $\omega_0 = 10$ rad/s și 10^6 rad/s. După cum se vede din figura 3.55, amplificarea T a buclei scade sub ω_0 cu 20 dB/decadă, ajungînd unitară la pulsația $\frac{\omega_I}{\mu_0}$.

● Pentru **răspunsul în domeniul timp** se scrie expresia operațională a tensiunii de ieșire din (3.108), cu notațiile $\frac{\mu_0}{\tau_0} = \omega_T \cdot \frac{1}{\tau_I \mu_0} = \omega_J$:

$$v_o(s) = A_e(s) \cdot v_i(s) = -\frac{\mu_0}{\tau_0 \tau_I (\omega_T + s)(\omega_J + s)} \cdot \frac{V_I}{s}, \qquad (3.109)$$

ultimul factor fiind transformata Laplace a impulsului treaptă de amplitudine V_I.

Notînd $h(s) = \frac{1}{s(\omega_T + s)(\omega_J + s)} = \frac{A}{s} + \frac{B}{s + \omega_T} + \frac{C}{2s + \omega_J}$, prin identificare se pot determina:

$$A = \frac{1}{\omega_I \omega_J}; \quad B = \frac{1}{\omega_T(\omega_T - \omega_J)}; \quad C = -\frac{1}{\omega_J(\omega_T - \omega_J)}. \qquad (3.110)$$

Observînd că $\frac{1}{\tau_I \tau_0} = \omega_T \omega_J$, răspunsul în timp determinat prin L^{-1} va fi de forma

$$v_0(t) = -V_I \mu_0 \left(1 + \frac{\omega_J}{\omega_T - \omega_J} \cdot e^{-t\omega_T} - \frac{\omega_T}{\omega_T - \omega_J} \cdot e^{-t\omega_J}\right). \quad (3.111)$$

Expresia arată că valoarea finală spre care tinde tensiunea de ieșire a integratorului este $-v_I \mu_0$. Se poate calcula panta inițială a răspunsului în timp,

$$\left.\frac{dv_0(t)}{dt}\right|_{t=0} = 0. \quad (3.112)$$

De fapt, acest răspuns corespunde însumării celor două exponențiale care, pentru $t\omega_T \ll 1$, și implicit $t\omega_J \ll 1$, se poate scrie păstrînd doar primii termeni din dezvoltarea în serie a exponențialelor sub forma:

$$v_0(t) = -V_I \mu_0 \left[1 + \frac{\omega_J}{\omega_T - \omega_J}(1 - t\omega_T) - \frac{\omega_T}{\omega_T - \omega_J}(1 - t\omega_J)\right]. \quad (3.113)$$

Se observă ușor, cu ajutorul identității $\frac{\omega_T}{\omega_T - \omega_J} = 1 + \frac{\omega_J}{\omega_T - \omega_J}$, că expresia se anulează *la timpi mici*, pentru care este admisibilă dezvoltarea în serie a ambelor exponențiale.

Totuși, referitor la relația (3.111), *pentru timpi* $t > (2 \ldots 5)\,\tau_T$, $\tau_T = \frac{1}{\omega_T}$, prima exponențială ajunge practic unitară și se verifică, păstrînd dezvoltarea în serie pentru a doua, că doar aceasta are o contribuție notabilă:

$$v_0(t) = -V_I \mu_0 \left(1 + \frac{\omega_J}{\omega_T - \omega_J} - \frac{\omega_T}{\omega_T - \omega_J} + \frac{\omega_T \omega_J}{\omega_T - \omega_J} \cdot t\right) =$$

$$= -V_I \mu_0 \frac{\omega_J}{1 - \omega_J/\omega_T} \cdot t \cong -V_I \mu_0 \omega_J \cdot t = -V_I \omega_I \cdot t =$$

$$= -V_I \frac{t}{\tau_I}. \quad (3.114)$$

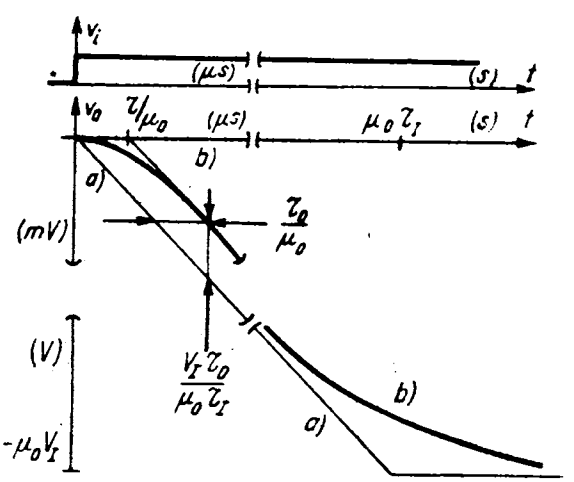


Fig. 3.56. Răspunsul integratorului la semnal treaptă de tensiune.

Expresia găsită este în concordanță cu funcționarea idealizată din (3.101). Diferența între răspunsul ideal (curba *a* din figura 3.56) și răspunsul real (curba *b*) se poate exprima ca o întîrziere $\frac{\tau_0}{\mu_0}$ sau ca un decalaj în tensiune:

$$V_D = \frac{V_I \tau_0}{\mu_0 \tau_I}. \quad (3.115)$$

La timpi comparabili cu τ_J se manifestă a doua exponențială, prima fiind de mult unitară, și se exprimă:

$$v_o(t) = -V_I\mu_0\left(1 + \frac{\omega_J}{\omega_T - \omega_J} - \frac{\omega_T}{\omega_T - \omega_J}e^{-t\omega_J}\right) =$$

$$= -V_I\mu_0\frac{\omega_T}{\omega_T - \omega_J}(1 - e^{-t\omega_J}) \cong -V_I\mu_0(1 - e^{-t\omega_J}). \qquad (3.116)$$

Diferența între răspunsul ideal (curba *a*) și răspunsul real (curba *b*) este vizibil în figura 3.56 după „fractura" axelor timpului și tensiunilor și reprezentarea acestora la altă scară. Eroarea δ între cele două răspunsuri pentru $t = \mu_0\tau_I$ are mărimea $\frac{1 - 1 - e^{-1}}{1} = 0{,}37$, dar pentru $t = \frac{\mu_0\tau_I}{10}$ este $e^{-10} \cong 45{,}4 \cdot 10^{-6}$. Considerînd ca în figuri $\mu_0 = 10^5$, $\omega_0 = 10$ rad/s, $\omega_I = 10^2$ rad/s și admițînd că tensiunea minimă, la saturarea amplificatorului, este $v_{om} = -10$ V, pentru $t = \frac{\mu_0\tau_I}{10}$ rezultă: $t_m = 10^2$ s; $V_I = -\frac{V_{om}\tau_I}{t} = 10^{-3}$ V, comparabil cu V_{OS} obișnuit al unui AO; $V_D = 10^{-7}$ V conform relației (3.115), de 10^3 ori mai mic decît V_I, iar la t_m eroarea este $45 \cdot 10^{-6}$, ceea ce justifică afirmația că integratorul cu AO este un circuit aproape ideal.

La timpi mari (sau pulsații mici) o eroare suplimentară apare datorită rezistenței de izolație a condensatorului, R_C, (fig. 3.51), neglijată pînă aici. La frecvențe foarte joase se justifică considerarea unui răspuns constant pentru AO, μ_0, și amplificarea în tensiune a integratorului în exprimare operațională este:

$$\frac{v_o(s)}{v_i(s)} = -\frac{1}{sCR} \cdot \frac{sCR_C}{1 + sCR_C} = -\frac{1}{s\tau_I} \cdot \frac{s\tau_C}{1 + s\tau_C} \qquad (3.117)$$

Primul factor corespunde integratorului, iar nulul și polul corespunzător celui de-al doilea sînt figurați prin curbele *3'* și *3* în figura 3.55*b*. Dacă constanta de timp proprie a condensatorului, $\tau_C = R_C \cdot C$, este relativ mică (de exemplu curbele *4*, *4'* în figură), caracteristica integratorului se înscrie pe curbele *2* și *4'* fără să mai atingă amplificarea de c.c., μ_0. Prin aceasta se impune o reanalizare a erorilor integratorului la timpi mari. Totuși, practic τ_C este $2 \cdot 10^3$ s pentru condensatoare cu hîrtie și mai mare de 10^4 s pentru condensatoare cu mylar, stiroflex, policarbonat și mică, astfel încît efectul este neglijabil [F4].

În alegerea condensatoarelor pentru integratoare trebuie avute în vedere următoarele indicații:

— la integratoare rapide se indică folosirea condensatoarelor cu mică sau mylar datorită rezistenței serie mici;

— la integratoare lente se indică folosirea condensatoarelor cu polistiren și mai ales teflon datorită rezistenței de izolație mari și histerezisului minim prin polarizarea electrică.

b. Comparatorul

Comparatorul este un alt element important al convertoarelor *VFC*. Pentru cunoașterea comparatoarelor și a caracteristicilor lor se poate consulta [A12]. Reacția pozitivă la comparatoare accelerează comutarea și permite obținerea a două praguri stabile, independente, cu un timp de comutare limitat doar de rata de creștere a tensiunii, *SR*.

În figura 3.57 este reprezentat un **comparator inversor cu reacție pozitivă** prin R_4 **și cu standardizarea tensiunii de ieșire** la $+V_{Z1}+V_D$ și respectiv la $-(V_{Z2}+V_D)$ datorită circuitului R_5, Z_1, Z_2. Prin R_3 se aplică o tensiune de referință V_R. Se poate demonstra că pragul de basculare sus este

$$v_H = v_R \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} + (V_{Z1} + V_D)\frac{R_3}{R_3 + R_4},$$

iar pragul de basculare jos este

$$v_L = v_R \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} - (V_{Z2} + V_D)\cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4}$$

și notînd:

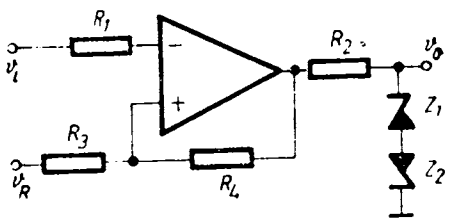
$$v'_R = v_R \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4}; \quad V'_{Z1} = V_{Z1} + V_D;$$

$$V'_{Z2} = V_{Z2} + V_D$$

se scrie

$$v_H = v'_R + V'_{Z1} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4} \text{ și}$$

$$v_L = v'_R - V'_{Z2} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4}. \qquad (3.118)$$



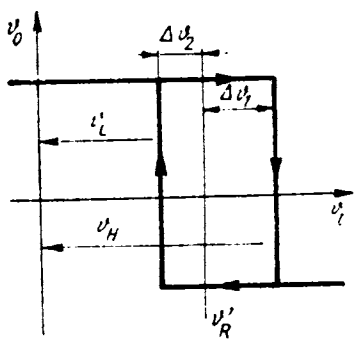


Fig. 3.57. Comparator cu *AO*.

Abaterile pragurilor față de tensiunea de referință v'_R sînt

$$\Delta v_1 = -V'_{Z1} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4}; \quad \Delta v_2 = V'_{Z2} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4},$$

iar mărimea hysterezisului la intrare este $\Delta v = (V'_{Z1} + V'_{Z2}) \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4}$ cu notațiile din figura 3.51.

○ **Observații.** 1) Folosind în circuit *comparatoare* și nu *AO*, se pot asigura simultan timpi de comutare mici (10^{-8}...10^{-6} s) și erori statice de ordinul milivolților.

2) Conectînd tensiunea de intrare spre R_3 și tensiunea de referință spre R_1 se pot obține comparatoare neinversoare. Calculul pragurilor de basculare și hysterezisului acestora nu implică dificultăți mai mari decît la comparatorul inversor.

Comparatoarele pot discrimina atingerea unor valori prag ale tensiunii de ieșire a integratoarelor și intră împreună cu acestea în compunerea multor *VFC*.

Cu ajutorul unor integratoare și comparatoare de calitate se pot realiza *VFC* într-o mare varietate de scheme, oferind performanțe bune pînă la excelente. Performanțele tipice ale unor convertoare *V/f* se pot compara în tabelul 3.2. Multe dintre acestea asigură o precizie corespunzătoare măsurării cu 13 biți. Adăugînd unui *VFC* o poartă de precizie și un numărător, se obține un convertor analog-numeric.

Tabelul 3.2

Caracteristicile unor convertoare tensiune-frecvență și frecvență-tensiune

Parametrii \ Tipul	AD 458	AD 537	BB VFC 12	BB VFC 32	Raytheon 4151	AD 453 VCF
Domeniul f (Hz)	$0...10^5$	$0...1{,}5\cdot 10^6$	$0...10^4$	$0...5\cdot 10^5$	10^4	$0...10^5$
Factor de scală (Hz/V)	10^4	ajustabil 10^4	10^3	ajustabil 10^4	ajustabil 10^3	10^3
Dinamica (dB)	80	90	90	120	80	--
Vos (mV)	± 10	± 5	1	1	5	$\pm 7{,}5$
Liniaritate (%)	0,01	0,05	0,005	0,005	0,05	0,015
$\frac{\partial f}{f_0}/\partial\theta$ (ppm/°C)	10	30	20	50	100	0,50
$\frac{\partial f}{f_0}\Big/\frac{\Delta V+}{V+}$ (ppm/V)	15%	45%	—	15%	300%	—
Precizia (%)	0,01	0,05	0,005	0,005	0,05	0,015
Tipul schemei (nr. fig.)	3.67	3.60	—	—	3.64	3.63
Construcția	*Hi, Mo*	*Mono*	*Hi, Mo*	*Mono*	*Mono*	*Hi, Mo*

Hi — hibrid ; Mo — capsulă modulară ; Mono — monolitic.

3.2.1.2. Convertoare tensiune-frecvență fără reacție negativă globală

● Un **convertor elementar** este reprezentat în figura 3.58. La aplicarea unei tensiuni constante $v_i < 0$ la intrare, ieșirea integratorului este o rampă pozitivă cu panta $-\frac{v_i}{R_1C} = \frac{|v_i|}{R_1C}$. Cînd v_{o2} este suficient de mare pentru a des-

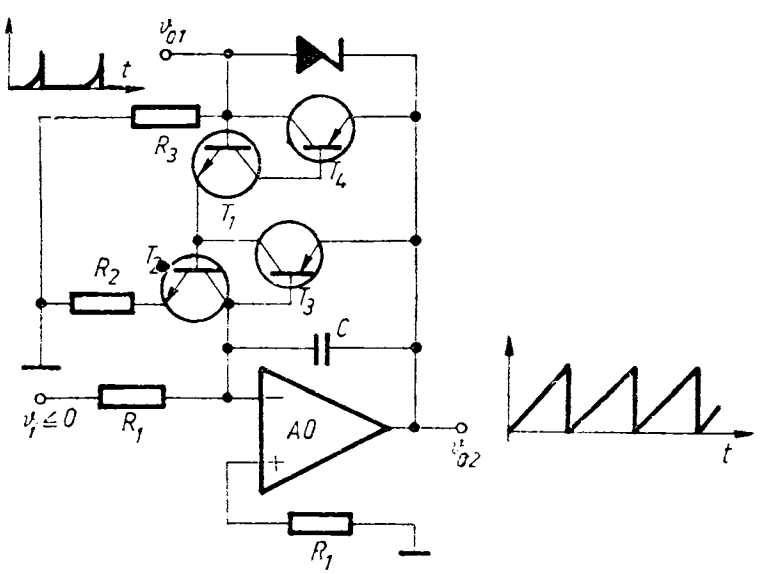


Fig. 3.58. Convertor simplu tensiune-frecvență.

chide dioda Zener, se deschide inițial tranzistorul T_1 și acesta amorsează o buclă de reacție pozitivă în curent împreună cu T_4, care aduce rapid aceste tranzistoare în stare saturată. Curentul i_{E1} amorsează perechea de tranzis-

toare T_2, T_3 care descarcă condensatorul C la o tensiune egală cu tensiunea V_{BE3} și, în final, toate tranzistoarele se blochează, reluîndu-se funcționarea cu o nouă rampă pozitivă.

Admițînd că descărcarea condensatorului se face foarte repede și că se neglijează timpul de descărcare, frecvența este aproximativ proporțională cu v_i:

$$f = \frac{1}{T_I + T_D} \cong \frac{1}{T_I} = \frac{-V_I}{R_1 C(V_Z \quad v_{BE1} - v_{BE3})}. \tag{3.119}$$

Valori ale lui T_D comparabile cu timpul T_I de integrare între cele două nivele determină o neliniaritate în dependența $f(v)$, mai ales la tensiuni de intrare mari în modul, adică spre capătul de scală al convertorului. Erorile statice ale *AO* determină un decalaj în mărimea de intrare, căruia îi corespunde un decalaj în frecvență la ieșire. Circuitul poate funcționa cu o eroare de ordinul 0,5% pentru frecvențe cuprinse între 1 Hz și 10^3 Hz.

● **Convertor tensiune-frecvență îmbunătățit.** Circuitul din figura 3.59 *asigură o definire mai exactă a nivelelor între care funcționează integratorul*, prin intercalarea unui comparator neinversor între acesta și tranzistorul de descărcare T_1. Pragul de sus al comparatorului este la $nV_Z + (n + 1)V_F$ și la atingerea sa se deschide T_1, care descarcă condensatorul C pînă cînd tensiunea de la ieșirea integratorului ajunge la pragul de jos al comparatorului care este practic V_F. Excursia de tensiune totală la ieșirea integratorului fiind $nV_Z + (n + 1)V_F - V_F = n(V_Z + V_F)$ și neglijînd timpul de descărcare T_D, rezultă:

$$f = \frac{1}{T_D + T_I} \cong \frac{1}{T_I} = \frac{-V_I}{nCR(V_Z + V_F)}. \tag{3.120}$$

Alegînd o diodă Zener cu un coeficient de temperatură pozitiv, în modul egal cu cel al diodei D_1 (−2 mV/°C), se poate ajunge la un coeficient de tem-

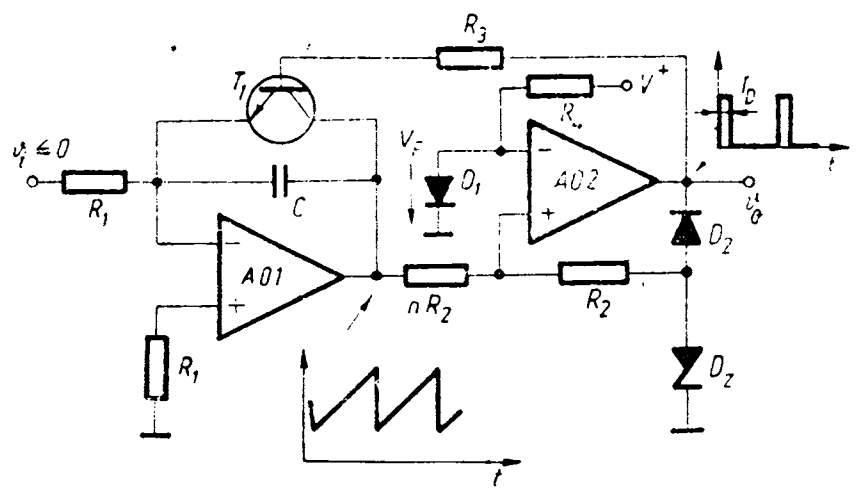


Fig. 3.59. Convertor tensiune-frecvență îmbunătățit.

peratură rezultant cu cca un ordin de mărime mai mic. Eroarea totală a acestui convertor între 1 Hz și 1 kHz poate fi sub 0,1%, iar coeficientul de temperatură de ordinul 0,01%/°C. Eroarea de neliniaritate indusă de T_D limitează obținerea unor convertoare de bună calitate.

● **Convertorul AD 537.** Ideea de a face şi *timpul de descărcare invers proporţional cu tensiunea de intrare pentru a obţine erori de neliniaritate mici* stă la baza **schemei bloc** din figura 3.60. Elementul esenţial este un multivibrator de precizie cu cuplaj prin condensator între emitoare, polarizat de la un convertor de tensiune-curent cu *AO* [E 23]. Multivibratorul permite

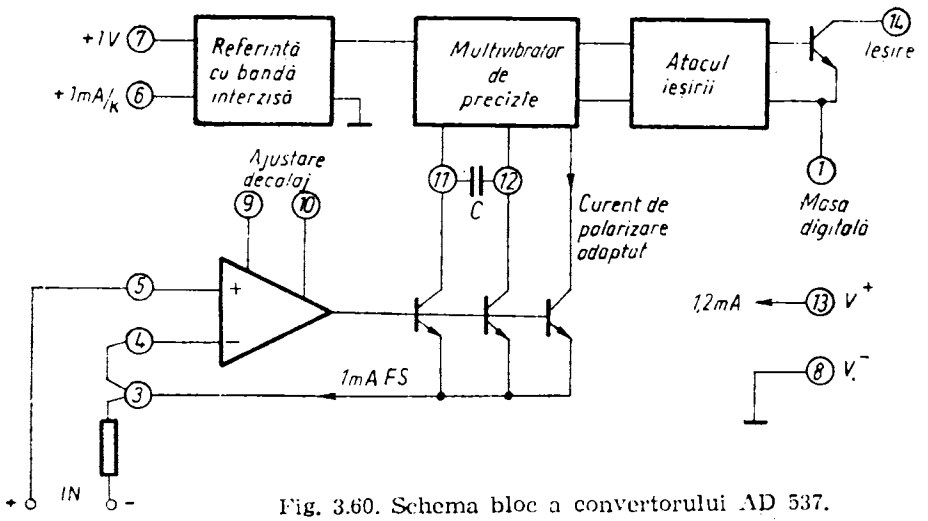


Fig. 3.60. Schema bloc a convertorului AD 537.

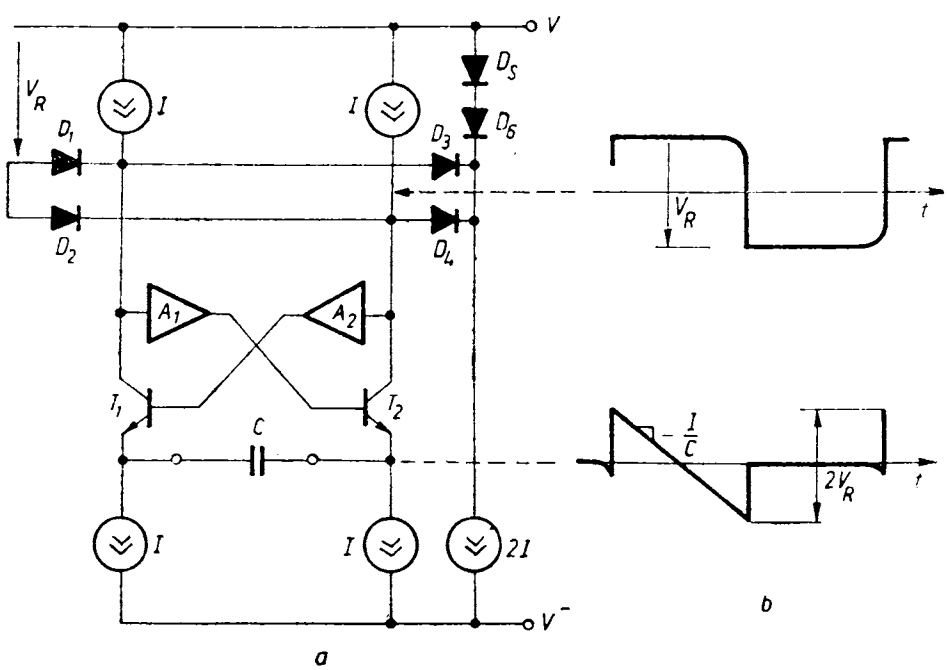


Fig. 3.61. Schema simplificată a multivibratorului de precizie.

prin circuitul de atac al ieşirii şi prin tranzistorul de ieşire, OPEN COLECTOR cu masa independentă, adaptarea la orice familie de circuite integrate logice. Tensiunile de colector sînt fixate prin limitatoarele cu diode la o valoare precis determinată prin tensiunea de referinţă generată intern V_R (fig. 3.61),

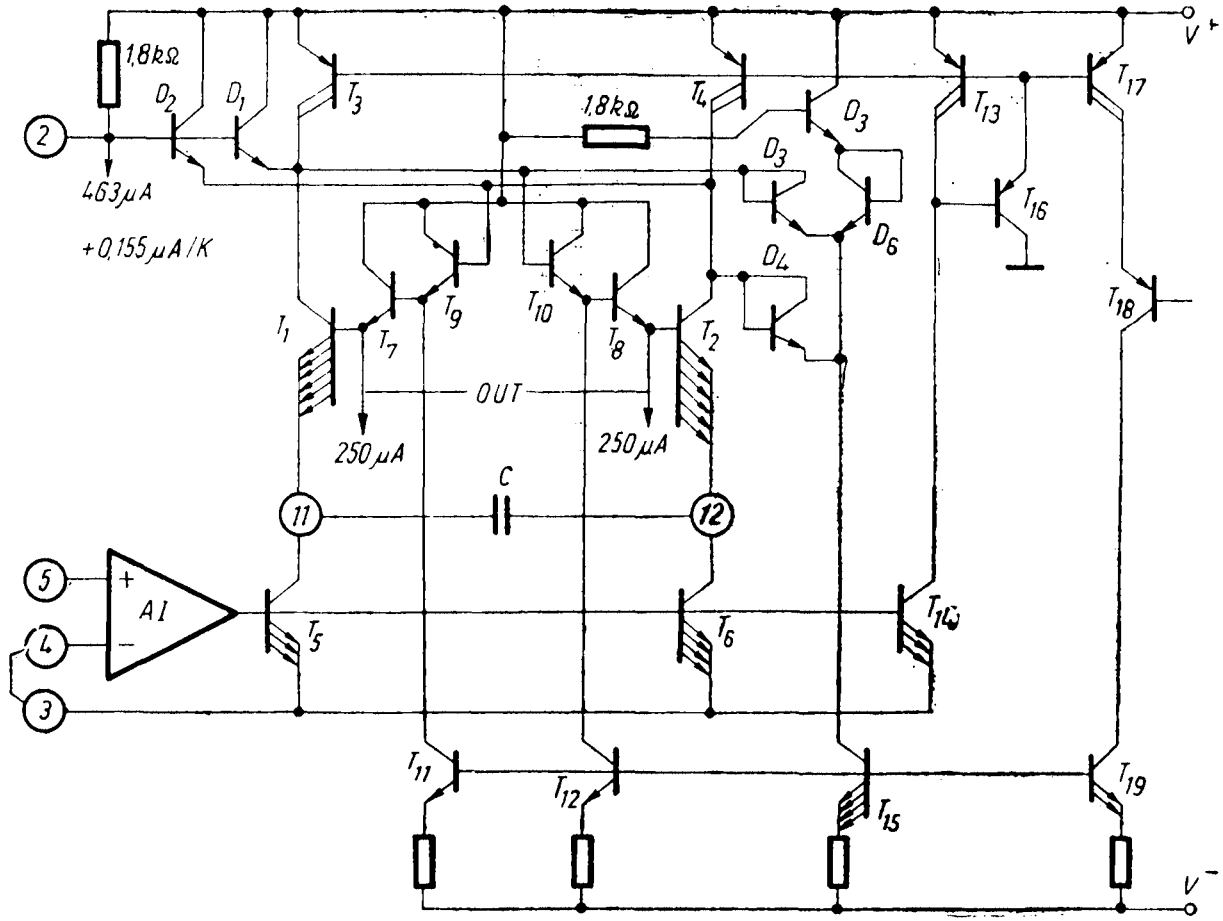


Fig. 3.62. Schema multivibratorului de precizie.

astfel încît nivelele între care se încarcă-descarcă condensatorul dintre emitoare sînt controlate cu precizie, iar panta este proporțională cu mărimea curenților de emitor I. Tranzistoarele T_1, T_2 au contribuții alternativ egale în acest proces de încărcare-descărcare a condensatorului C. Observînd din figura 3.61 că variația de tensiune la bornele condensatorului este $2V_R$ într-o semiperioadă, se deduce frecvența de oscilație.

$$f = \frac{1}{T} = \frac{I}{4CV_R}. \tag{3.121}$$

Din figura 3.60 se vede că doar o treime din curentul controlat de AO merge la un emitor și se determină:

$$f = \frac{v_I}{4 \cdot 3 \cdot V_R \cdot CR_I}, \text{ care devine } f = \frac{v_I}{10CR_I} \text{ pentru } V_R = \frac{10}{12} = 0{,}833.$$

Schema reală a convertorului AD 537 este mult mai complexă decît cele simplificate, după cum se vede în figura 3.62 în care este reprezentat doar multivibratorul. În lucrarea citată se poate găsi o analiză atentă a coeficientului de temperatură al convertorului și a liniarității sale. Caracteristicile se pot vedea în tabelul 3.2.

3.2.1.3. Convertoare frecvență-tensiune

Convertoarele frecvență-tensiune au în componența lor un circuit care să permită dozarea unei sarcini electrice precis determinate pentru fiecare perioadă a semnalului de intrare, furnizată discret, cu durate mult mai mici decît perioada. Sarcina totală într-o secundă este f doze. Totalizarea sarcinii se face cu ajutorul unui circuit integrator.

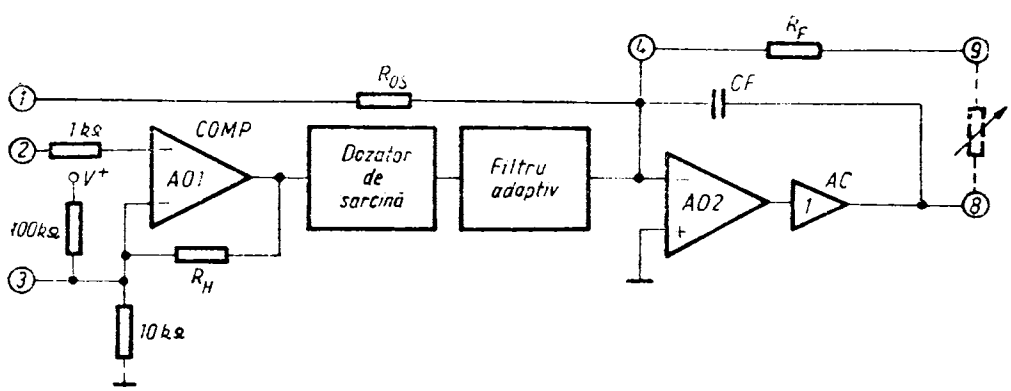


Fig. 3.63. Convertor frecvență-tensiune.

● În figura 3.63 se vede **schema bloc a unui FVC.** La intrare există un comparator cu ofset ajustabil și histerezis reglabil care transformă semnalul de intrare, de formă arbitrară, într-un tren de impulsuri dreptunghiulare de aceeași frecvență. Pentru fiecare impuls incident, un dozator precis de sarcină trimite o doză la intrarea unui filtru trece-jos adaptiv care-și modifică

frecvența de tăiere proporțional cu frecvența impulsurilor incidente, în vederea unui compromis acceptabil între timpul de răspuns la variații ale frecvenței și ondulația de la ieșirea filtrului (v. fig. 3.85, § 3.2.3). Integratorul cu *AO 2* și amplificatorul de curent *AC* fac o filtrare suplimentară reducînd ondulația la mai puțin de 100 mV. Sacrificînd timpul de răspuns la saltul treaptă de frecvență se poate reduce factorul de ondulație. Cu un condensator exterior de 1 μF conectat la bornele *4—8* ondulația scade la 10 mV, dar timpul de stabilire, pentru eroare admisibilă de 0,5 %, crește de la cca 1 ms la 100 ms.

Dozatorul de sarcină este un element hotărîtor pentru precizia sistemului. Ca dozator se poate folosi circuitul descris în [E24]. Schemele reale ale acestor circuite sînt considerate în general secrete de firma.

Admițînd că pentru fiecare perioadă dozatorul produce o sarcină $\delta_q = \int_0^{T_D} i_D \cdot dt$, situația de regim staționar se atinge pentru $f \cdot \delta_q = -v_o/R_F$ deoarece sarcina în C_F este constantă:

$$v_o = -f \cdot \delta_q \cdot R_F. \tag{3.122}$$

● Un **procedeu simplu pentru dozarea sarcinii** poate fi urmărit în figura 3.64. Un generator de curent constant I comandat în comutație de către un monostabil de precizie MS cu durata T_D produce doze de sarcină $\delta_q = I \cdot T_D$. S-au considerat timpii de comutare neglijabili față de T_D.

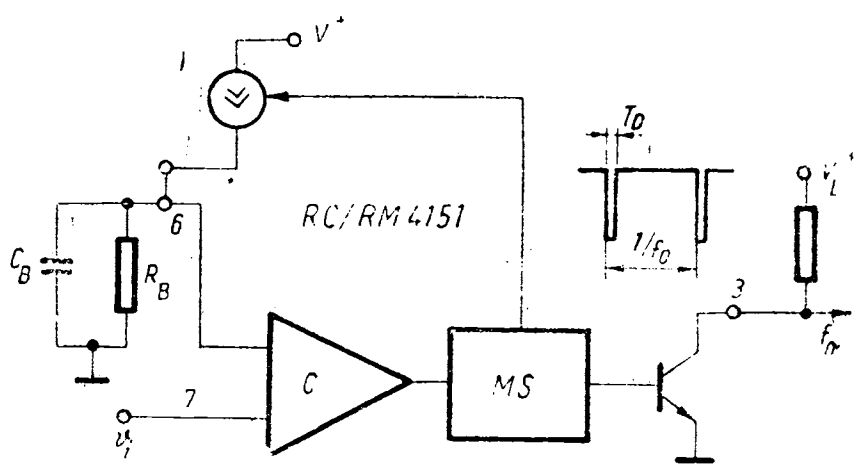


Fig. 3.64. Schema bloc a convertorului RM/RC 4151.

Circuitul integrat din figura 3.64 poate fi configurat într-o structură FVC ca în figura 3.65. Semnalul de frecvență f_i se aplică la intrarea comparatorului, iar ieșirea generatorului comandat de curent — la intrarea integratorului cu *AO*, într-o configurație foarte asemănătoare cu cea din figura 3.63.

Cu $C_I = 0{,}1$ μF ondulația la ieșire va fi cca 100 mV, iar constanta de timp a răspunsului integratorului va fi $\tau_I = R_B C_I = 10$ mS.

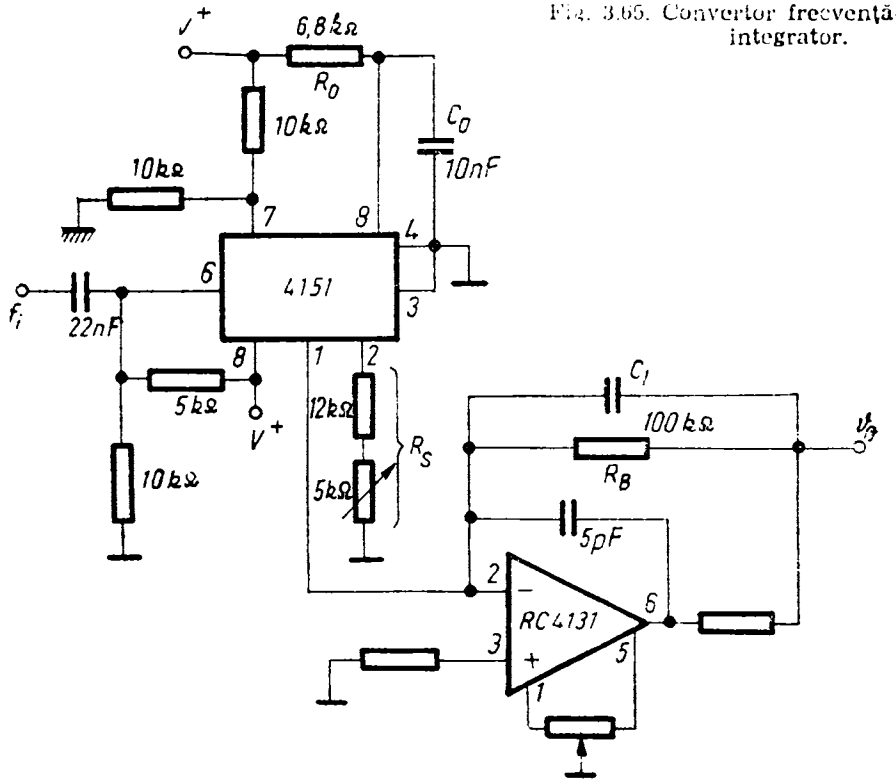


Fig. 3.65. Convertor frecvență-tensiune integrator.

3.2.1.4. Convertoare tensiune-frecvență cu reacție globală

Convertoarele tensiune-frecvență cu reacție globală folosesc reacția negativă pentru liniarizarea și stabilizarea factorului de conversie. Pentru aplicarea reacției negative se impune compararea la intrarea în bucla de reacție a două mărimi de aceeași natură, deci reacția trebuie aplicată printr-un convertor frecvență-tensiune.

○ **Observație.** Deoarece la sistemele cu reacție negativă puternică factorul de transfer depinde de precizia și stabilitatea căii de reacție, aplicarea reacției *negative are sens doar atunci cînd există un convertor frecvență-tensiune cu performanțe superioare convertorului tensiune-frecvență inițial.*

● **VFC cu integrator** din figura 3.64 **realizat cu circuitul integrat RC 4151** funcționează într-o schemă cu reacție negativă globală. Circuitul $C_B R_B$, conectat la sursa comandată de curent și la una dintre intrările comparatorului, convertește dozele de sarcină într-o tensiune v_6 care în regim staționar va avea ondulații mici în jurul valorii $\tilde{v}_6 = R_B \cdot I \cdot T_D \cdot f_0$. Funcționarea va fi astfel modificată de bucla de reacție încît să ducă la anularea tensiunii de intrare în comparator, $v_i = v_6$. Se deduce:

$$f_0 = \frac{v_i}{R_B \cdot I \cdot T_D}. \qquad (3.123)$$

● **Convertor tensiune-frecvență cu reacție negativă mărită.** În figura 3.66 același circuit este inclus într-o buclă cu amplificare mult mărită cu ajutorul integratorului cu *AO*, care asigură o totalizare a sarcinii dozate în locul grupului $R_B C_B$.

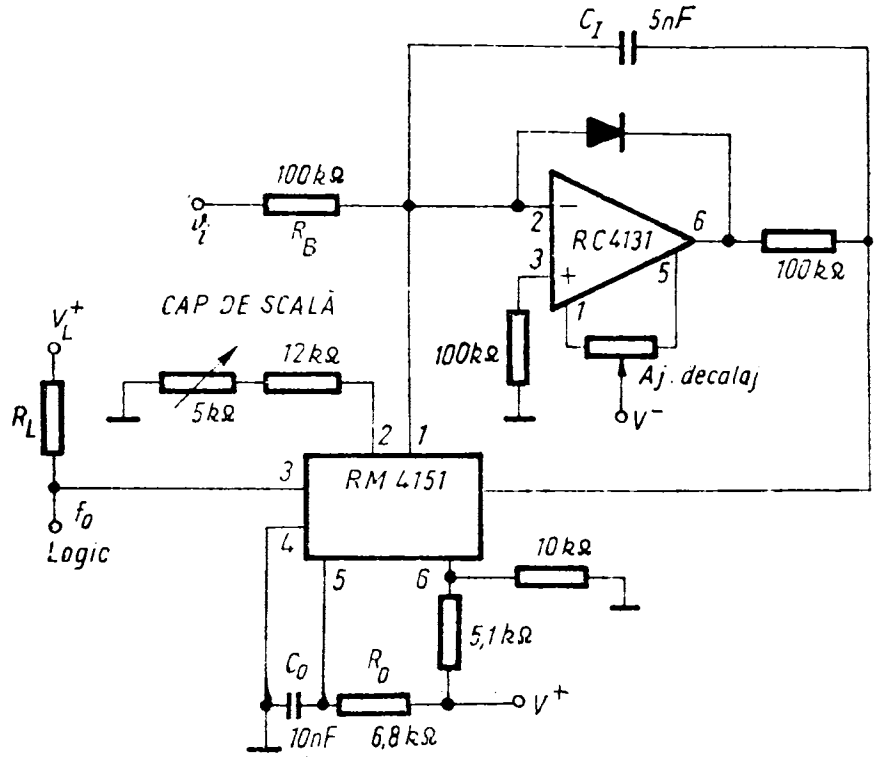


Fig. 3.66. Convertor frecvență-tensiune cu RM/RC 4151, cu reacție negativă mărită.

Dacă în prima variantă neliniaritatea este cca 1%, în varianta a doua se reduce la 0,05%.

● O structură asemănătoare are **VFC tip AD 458** cu schema bloc din figura 3.67. Se văd elementele componente ale buclei cu reacție a VFC pro-

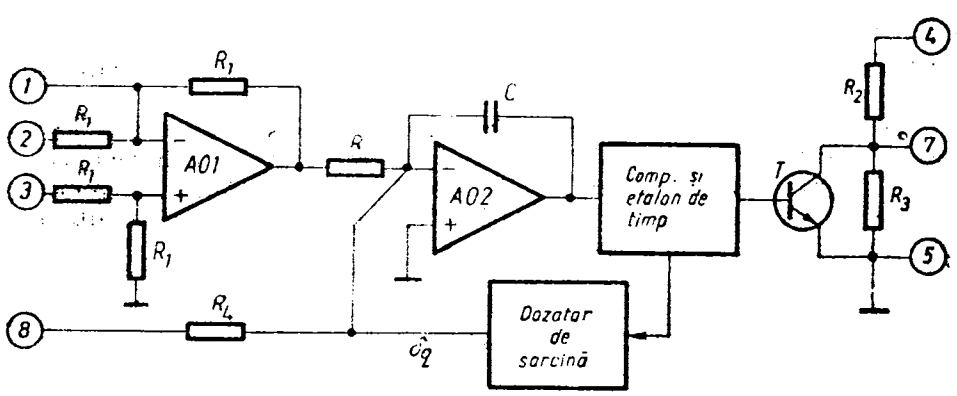


Fig. 3.67. Schema bloc a convertorului AD 458.

priu-zis, *AO 2*, comparatorul cu monostabil, dozatorul de sarcină și — în plus — un amplificator de intrare *AO 1* și tranzistorul de ieșire *T* pentru conectarea la circuitele logice.

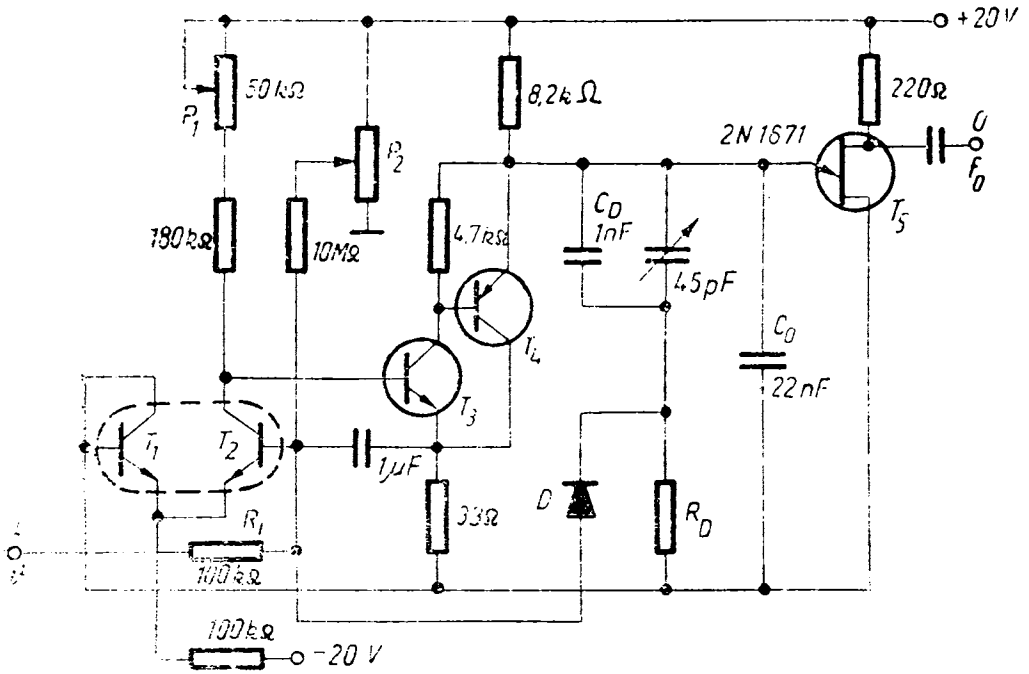


Fig. 3.68. Convertor tensiune-frecvență cu componente discrete.

● O schemă de **VFC** realizată cu **componente disponibile** se vede în figura 3.68. Tranzistoarele T_1, T_2, T_3, T_4 formează un amplificator prin transadmitanță datorită reacției de curent prin rezistorul de 33 Ω. Curentul de ieșire al acestuia încarcă condensatorul* oscilatorului de relaxare cu TUJ format din $C_0 + C_D$ și T_5, care produce o frecvență aproximativ proporțională cu mărimea curentului de încărcare. Bucla de reacție negativă se închide prin circuitul de derivare C_D, R_D și dioda D, care îndeplinește funcția de dozator de sarcină. Corespunzător fiecărei descărcări rapide a lui C_0 de la tensiunea de vîrf la tensiunea de vale a TUJ, $V_P - V_V$, circuitul de derivare transmite la baza tranzistorului T_2 o doză de sarcină. Condensatorul de 1 μF conectat între baza tranzistorului T_2 și emitorul tranzistorului T_3 transformă amplificatorul de transadmitanță într-un integrator care totalizează dozele de reacție.

Stabilitatea relativ bună a diferenței $V_P - V_V$ și coeficientul de temperatură relativ mic al diodei (−2 mV/°C) raportat la mărimea saltului (> 10 V) permit obținerea unei neliniarități de ordinul 1/2 000 și a unui coeficient de temperatură de ordinul 0,05%/°C. Acest convertor permite realizarea unui convertor analog-numeric cu 3 $^1/_2$ digiți [E20].

3.2.2. CONVERTOARE TENSIUNE-CURENT *(VIC)* ȘI CONVERTOARE CURENT-TENSIUNE *(IVC)*

3.2.2.1. Convertoare tensiune-curent

Convertoarele tensiune-curent, denumite și *surse controlate de curent* și *convertoare de transadmitanță*, sînt mai frecvent utilizate decît convertoarele curent-tensiune datorită numeroaselor aplicații posibile. În toate cazurile în care sarcina trebuie protejată la depășirea unui curent admisibil sau

răspunsul poate fi mai bun decît pentru comanda în tensiune, în măsurarea unor dispozitive electronice, în sistemele de automatizare unificate cu buclă de curent, *VIC* sînt elemente constructive foarte avantajoase. În circuitul ieşirii ele trebuie să se comporte ca o sursă ideală de curent, comandată preferabil direct proporţional printr-o tensiune sau rezistenţă, iar impedanţa proprie de ieşire trebuie să fie, desigur, cît mai mare. *VIC* sînt o aplicaţie a reacţiei negative şi îşi datorează acestei reacţii performanţele. Amplificările pe buclă posibile cu *AO* moderne conduc la performanţe remarcabile asociate cu gabarite şi costuri reduse.

Există o mare varietate de configuraţii care se pot alege în funcţie de cerinţele concrete ale sistemului de măsurare. Datorită interesului pe care îl prezintă, acestea vor fi prezentate în varietatea lor, împreună cu particularităţile specifice şi indicaţiile de utilizare dar, în limita spaţiului disponibil, analiza lor va fi mai restrînsă. Deoarece circuitele nu ridică probleme dificile în principiu, cititorul este invitat să dezvolte şi să analizeze relaţiile din paragraf.

a. *VIC cu referinţă flotantă*

VIC cu referinţă flotantă se pot folosi atunci cînd sursa de tensiune de referinţă este galvanic independentă de masă (Elemente normale Weston, surse de referinţă cu alimentare la baterii etc.).

● În figura 3.69 este reprezentat un **VIC pentru sarcină conectată la masă.**

Transadmitanţa este $1/R_S$ şi

$$i_o = \frac{v_i}{R_S} \tag{3.124}$$

Impedanţa de ieşire este:

$$z_o = [(\mu \parallel CMR) \cdot R_S] \parallel z_{ic},$$

unde z_o, z_i, CMR au semnificaţiile de la *AO*, iar simbolul $\parallel$ reprezintă modul de calcul pentru rezistenţe în paralel extins la o mărime oarecare M,

$$M_1 \parallel M_2 = \frac{M_1 \cdot M_2}{M_1 + M_2}.$$

De exemplu, pentru un *AO* cu $\mu = 10^5$, $CMR = 10^5$, $z_{ic} = 10^7\ \Omega$ şi $R_S = 10^3\ \Omega$, rezultă $z_o = \frac{10^8}{2} \parallel 10^7 \cong 8 \cdot 10^6\ \Omega$!

● **Transadmitanţa poate fi crescută** doar cu preţul scăderii R_S, deci **prin micşorarea impedanţei de ieşire.** Schema din figura 3.70 permite obţinerea unei transadmitanţe crescute, pe seama curentului suplimentar de la ieşirea *AO* prin R_2, R_1. Deşi prin aceasta scade amplificarea buclei de reacţie şi implicit factorul $(\mu \parallel CMR) \cdot R_S$ în proporţia $R_1/(R_1 + R_2)$, din exemplul considerat s-a văzut că dominant este z_{ic} şi schema permite un compromis mai favorabil între transadmitanţă şi z_o.

b. *VIC cu referinţa la masă*

● **Convertorul de imitanţă negativă prin inversarea curentului** realizat cu *AO* (fig. 3.71) (*INIC*) stă la baza mai multor convertoare tensiune-curent. Denumirea circuitului evidenţiază proprietatea sa de a reflecta imitanţele conectate între intrări şi masă conform relaţiilor:

$$Z_1^d = -Z_2 \frac{R_1}{R_2};\quad Z_2^d = -Z_1 \frac{R_2}{R_1}. \tag{3.125}$$

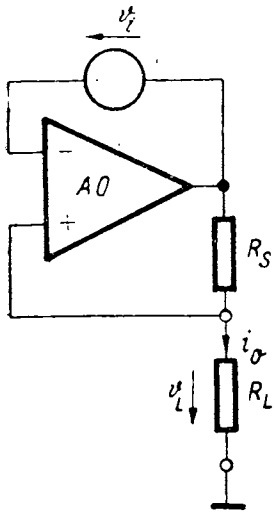


Fig. 3.69. Convertor *V-I* cu referința flotantă.

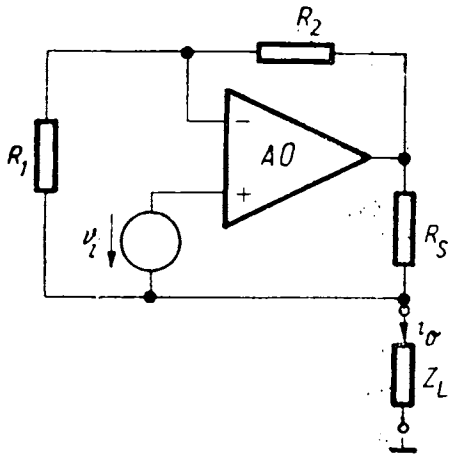


Fig. 3.70. Convertor *V-I* cu referința flotantă și transadmitanță mărită.

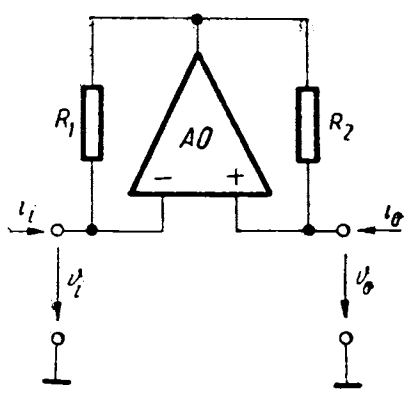


Fig. 3.71. Convertor inversor de imitanță negativă *(INIC)*.

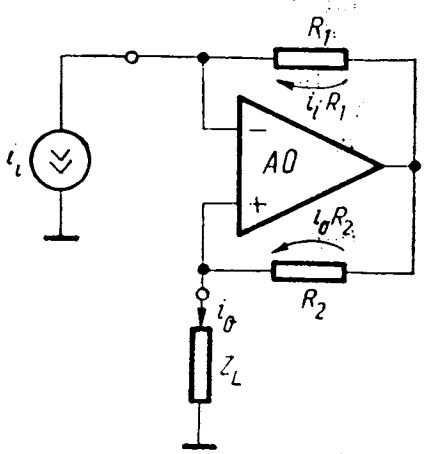


Fig. 3.72. Amplificator de curent cu *INIC*.

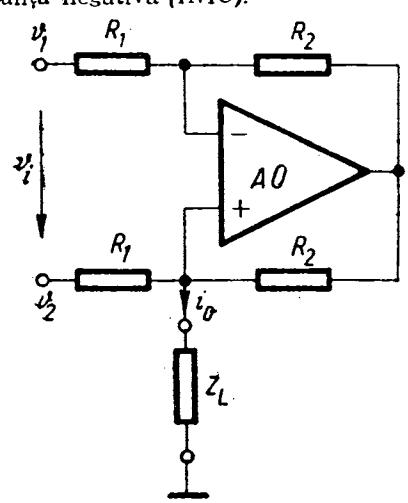


Fig. 3.73. Convertor tensiune-curent de tip *Howland*.

unde Z_1, Z_2 sînt impedanțele conectate fizic la *INIC*, iar Z_1^d, Z_2^d sînt impedanțele dinamice la intrarea opusă.

Circuitul poate conduce în mod natural la o sursă de curent constant ca în figura 3.72 prin excitarea intrării cu un generator de curent constant i_t. Din egalitatea căderilor de tensiune pe R_1, R_2, $i_o \cdot R_2 = i_t \cdot R_1$, rezultă, pentru un *AO* ideal

$$i_o = i_t \frac{R_1}{R_2}. \tag{3.126}$$

Circuitul are atît o reacție negativă *în tensiune* $\beta^- = \frac{Z_S}{Z_S + R_1}$, unde Z_S este impedanța sursei de curent de la intrare, cît și o reacție pozitivă $\beta^+ = \frac{Z_L}{Z_L + R_2}$.

Condiția de stabilitate este $\beta^- > \beta^+$. Pentru $Z_S \to \infty$ condiția este îndeplinită pentru orice Z_L. Impedanța de ieșire este $z_o = Z_S \| z_{ie} \| [(\mu \| CMR) R_2]$.

○ **Observație.** Acest circuit nu este totuși un convertor tensiune-curent ci un *amplificator* de curent.

● Cu modificările din figura 3.73 se obține un **VIC** comandat diferențial în tensiune, cunoscut sub numele de **configurație Howland.** Curentul de ieșire are expresia

$$i_o = -\frac{v_t}{R_1}, \tag{3.127}$$

iar condiția de stabilitate este: $R_2 \gg Z_L$. Această condiție limitează impedanța de sarcină maximă și reduce totodată tensiunea maximă pe sarcină la o fracțiune $\frac{Z_L}{R_2}$ din tensiunea de ieșire a *AO*. Curentul de sarcină i_0 este suportat în părți egale de cele două surse de tensiune v_1, v_2 conectate la intrări.

● **Convertor VI de tip Howland modificat.** Modificările aduse circuitului în figura 3.74 permit atît o reducere a curenților absorbiți de intrări, cît și o creștere a transadmitanței care poate fi, eventual, ajustată prin intermediul rezistorului R_G:

$$i_o = -\left(1 + \frac{2R_1}{R_G}\right) \cdot \frac{1}{R_2} \cdot v_t. \tag{3.128}$$

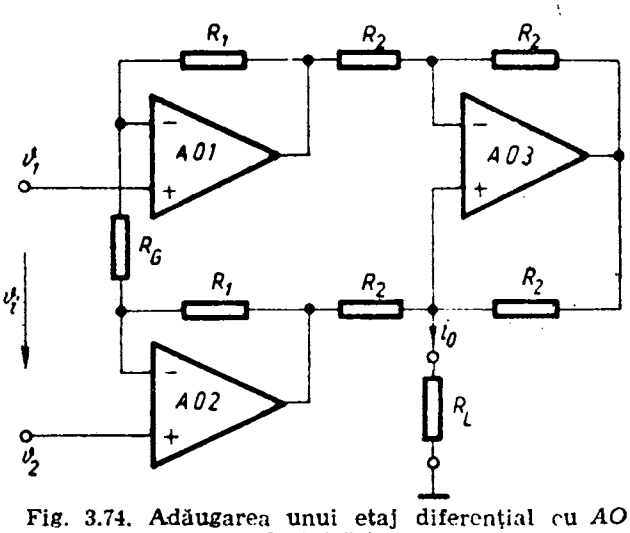


Fig. 3.74. Adăugarea unui etaj diferențial cu *AO* la intrări.

● **VIC cu excursie în tensiune de ieșire mărită.** O excursie de tensiune mai mare la bornele sarcinii se poate obține cu circuitul din figura 3.75. *AO 2* izolează circuitul de reacție spre borna „+" a *AO 1* astfel încît întreg curentul prin R_S trece prin R_L. O sursă de curent constant trebuie să-și mențină curentul independent la sarcină, și în particular pentru $R_L = 0$.

Pentru R_S conectat la masă, *AO 1* are structura unui amplificator diferențial cu tensiunea de ieșire

$$v_{o1} = -v_i \frac{R_2}{R_1}, \text{ de unde } i_{R_S} = i_o = -v_i \frac{R_2}{R_1 R_S}. \tag{3.129}$$

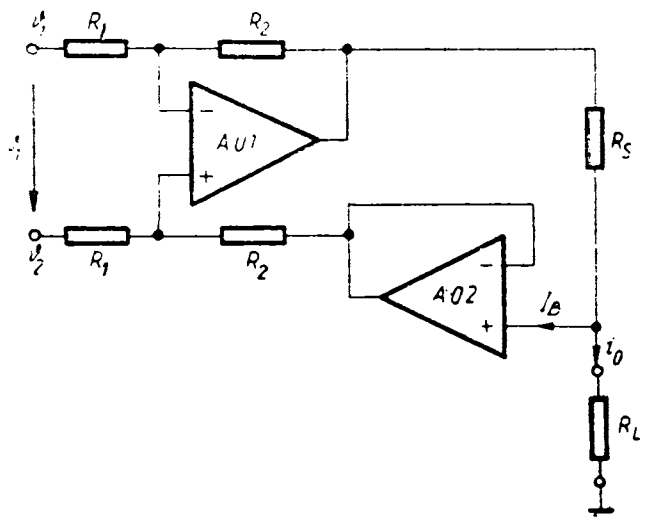


Fig. 3.75. Convertor *V-I* cu excursie în tensiune de ieșire mărită.

Modificări egale ale potențialelor la extremitățile rezistorului R_S vor avea un efect nul asupra intrărilor *AO*, dacă puntea formată din rezistoarele R_1, R_2 respectă și fizic condiția de echilibru, și curentul stabilit de relația (3.129) rămîne neschimbat, independent de sarcină și de tensiunea la bornele acesteia.

În această schemă tensiunea de ieșire poate ajunge, mai puțin căderea de tensiune pe R_S, la tensiunea de ieșire maximă a *AO 1*. Impedanța de ieșire depinde de justețea echilibrului punții de rezistoare R_1, R_2 și de rejecțiile modului comun ale *AO 2*, *AO 1*.

● **VIC pentru sisteme unificate în curent 2...10 mA.** O altă modificare adusă sursei Howland este îndepărtarea repetorului *AO 2* (fig. 3.76). Prin aceasta regimul de tensiuni nu este afectat direct dar se modifică regimul de curenți: prin R_5 va circula și curentul spre borna „+" a *AO*. Echilibrul punții se stabilește în aceste condiții pentru:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_{4A} + R_{4B} + R_5}{R_3}, \tag{3.130}$$

iar curentul de ieșire este:

$$i_0 = -(v_i - v_R) \cdot \frac{R_2}{R_1 R_5}. \tag{3.131}$$

Transadmitanța se poate regla prin modificarea rezistenței R_5, care rămîne în stînga cursorului potențiometrului, fără a afecta condiția de echilibru (3.130). Tranzistorul T montat ca repetor asigură un curent de ieșire mărit. Schema reprezintă un convertor tensiune-curent pentru conectarea în sisteme de automatizare unificate. Cu $V_R = +2{,}5$ V, $R_5 = 0{,}1$ kΩ, $R_2 = 8$ kΩ și $R_1 = 100$ kΩ convertorul furnizează un curent între 2...10 mA pentru ten-

siune de intrare între 0 ... —10 V. Schimbînd între ele v_i, v_R, circuitul acceptă tensiuni de intrare în domeniul 0 ... +10 V [E21].

● Un alt exemplu de **convertor pentru sistemul unificat 4...20 mA**, cu tensiunea de intrare între 0 V și 1 V se vede în figura 3.77.

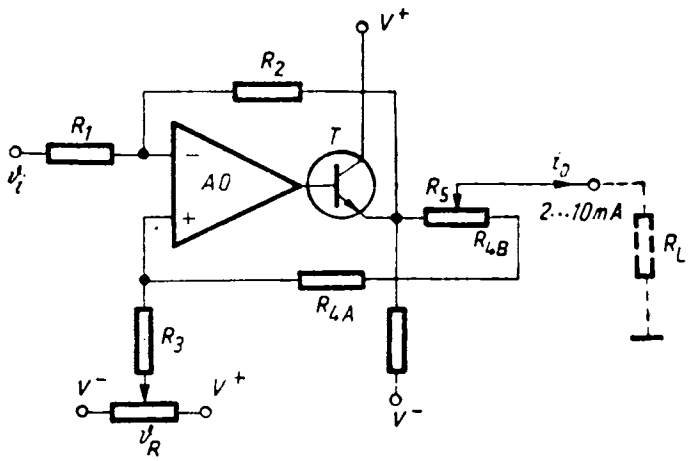


Fig. 3.76. Convertor *V-I* pentru sisteme unificate în curent 2 ... 10 mA.

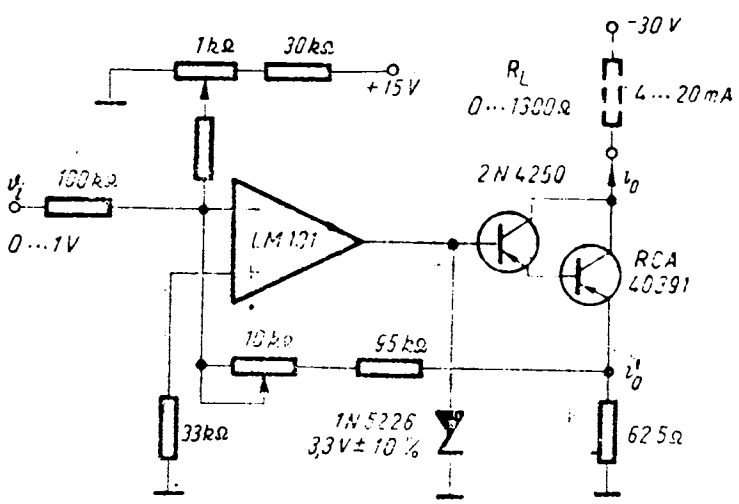


Fig. 3.77. Convertor *V-I* pentru sisteme unificate în curent 4 ... 20 mA.

● **Convertor VI pentru tensiuni de ieșire mari.** Convertorul din figura 3.78 are sarcina conectată la masă, dar aici este flotant tot circuitul de control, a cărui masă este notată cu simbol triunghiular. Față de masa flotantă, neglijînd I_B, se poate scrie

$$-R_S i_L = v_{o1} = -v_R \cdot \frac{R_t}{R_1}, \qquad (3.132)$$

de unde

$$i_L = v_R \cdot \frac{R_2}{R_1 R_S} . \qquad (3.133)$$

Alimentînd *AO 1*, *AO 2* de la surse de c.c. conectate la masa flotantă, tensiunea V^+ în circuitul sarcinii nu este limitată decît de străpungerea tranzistorului de control *T*. Spre deosebire de toate schemele precedente, aceasta poate funcționa la tensiuni mult mai mari decît tensiunile disponibile la ieșirea amplificatoarelor operaționale.

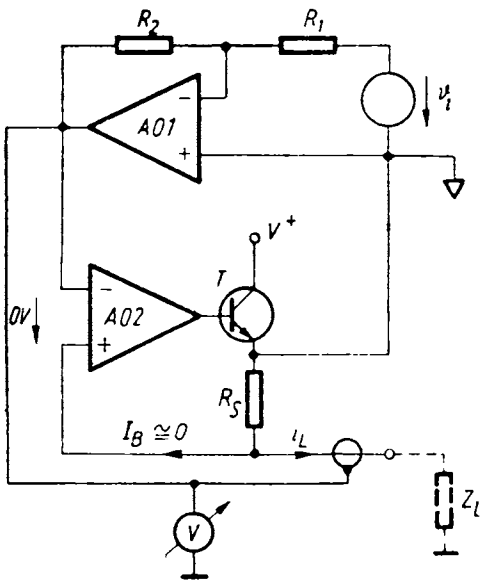


Fig. 3.78. Convertor *V-I* pentru tensiuni de ieșire mari.

c. *Măsurarea tensiunii la ieșirea convertorului VI*

Măsurarea tensiunii pe sarcină poate fi o problemă la convertoarele cu impedanță de ieșire mare sau pentru curenți mici. Conectînd un voltmetru la bornele de ieșire se micșorează impedanța totală de ieșire și se absoarbe un curent, care poate fi comparabil cu cel de sarcină. Problema nu apare la schema din figura 3.75 deoarece admițînd o amplificare de tensiune a repetorului unitară și curentul de polarizare la intrarea sa neglijabil față de i_0, o tensiune egală cu tensiunea pe sarcină se poate măsura de la ieșirea repetorului. Curentul voltmetrului este asigurat de *AO 2*.

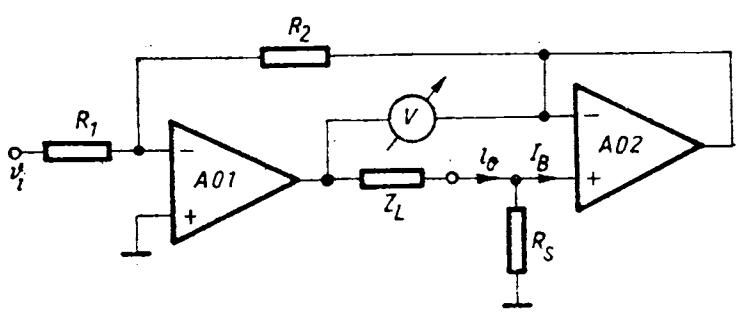


Fig. 3.79. Măsurarea tensiunii pe sarcină la *VIC* cu sarcina flotantă.

O altă rezolvare a problemei se vede în figura 3.79. Voltmetrul este conectat între ieșirile a două *AO* și nu absoarbe curent din circuitul sarcinii. Curentul prin sarcină este, pentru $I_B \cong 0$,

$$i_0 = -v_i \cdot \frac{R_2}{R_1 \cdot R_S} . \qquad (3.134)$$

○ **Notă.** Circuitul se poate folosi doar pentru sarcini flotante față de masă.

În schema de *VIC* din figura 3.78, la ieșirea *AO 1*, echipotențială cu ieșirea convertorului, se poate conecta un inel de gardă al bornei de ieșire, un ecran pentru întregul montaj inclusiv sursele de alimentare flotante, și un voltmetru indicator.

3.2.2.2. Convertoare curent-tensiune

Convertoarele curent-tensiune sînt o aplicație elementară a amplificatoarelor operaționale.

● **Convertorul de transimpedanță** din figura 3.80 are un factor de transfer

$$Z_T = \frac{-v_o}{i_i} = -(R \quad X_C). \tag{3.135}$$

Fără a fi fost specificate ca atare, asemenea circuite compun amplificatoarele inversoare, integratoarele, amplificatoarele de sarcină etc. Probleme deosebite apar la conversia unor curenți foarte mici, implicînd alegerea unor amplificatoare cu impedanțe de intrare mari și curenți de polarizare foarte mici ca și gardarea conductorului de intrare și a componentelor vecine pentru reducerea curenților de fugă în montaj.

Un caz mai deosebit poate apărea atunci cînd trebuie măsurat un curent într-un punct la potențial flotant fără a modifica regimul electric al circuitului măsurat.

● **Convertorul diferențial de transimpedanță** din figura 3.81 încarcă circuitul măsurat cu impedanțele de mod comun ale celor intrări.

La deschiderea comutatorului K tensiunea pe întrerupător se menține nulă prin acțiunea reacției negative aplicate simetric amplificatorului cu ieșire diferențială. Între ieșirile O_1, O_2 apare o tensiune $2R \cdot i_i$ suprapusă pe o componentă de mod comun egală cu tensiunea v_i. Rejectarea acestei componente revine amplificatorului diferențial cu *AO*. Deoarece amplificatoare cu ieșire diferențială se găsesc mai rar, ieșirea simetrică se poate obține cu un amplificator suplimentar cu amplificare -1 sau se poate construi un amplificator cu ieșire diferențială ca în figura 3.82. Bine proiectat, acest circuit asigură o amplificare $> 10^4$, o rejecție minimă de 90 dB, un ofset practic nul și curenți de polarizare de ordinul 10^{-8} A. Performanțele se datoresc anulării ofsetului în primul etaj cu ajutorul potențiometrului P_1 și în al doilea cu ajutorul lui P_2, ca și celor două bucle de reacție pe modul comun care stabilizează fiecare etaj: din emitoarele tranzistoarelor T_3, T_4 prin R_{B_2}, D_Z la baza tranzistorului T_8 și din colectoarele tranzistoarelor T_3, T_4 prin R_C, R_B la baza tranzistorului T_7 [E 32].

3.2.3. MULTIPLICATOARE ANALOGICE

Multiplicatoarele analogice de precizie cu răspuns bun în timp se construiesc fie *pe baza divizării controlate a curenților*, fie *prin conversie logaritmică, însumare și exponențiere*. Prima categorie de multiplicatoare este expusă detaliat în [A 12] împreună cu parametrii și principalele aplicații. Multiplicatoarele din a doua categorie au fost tratate ca aplicații ale amplificatoarelor

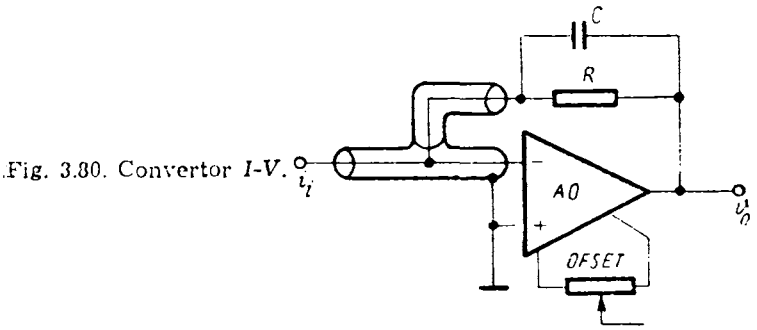


Fig. 3.80. Convertor *I-V*.

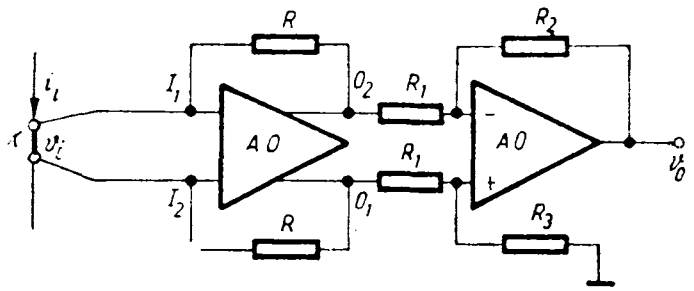


Fig. 3.81. Convertor *I-V* cu intrare diferențială.

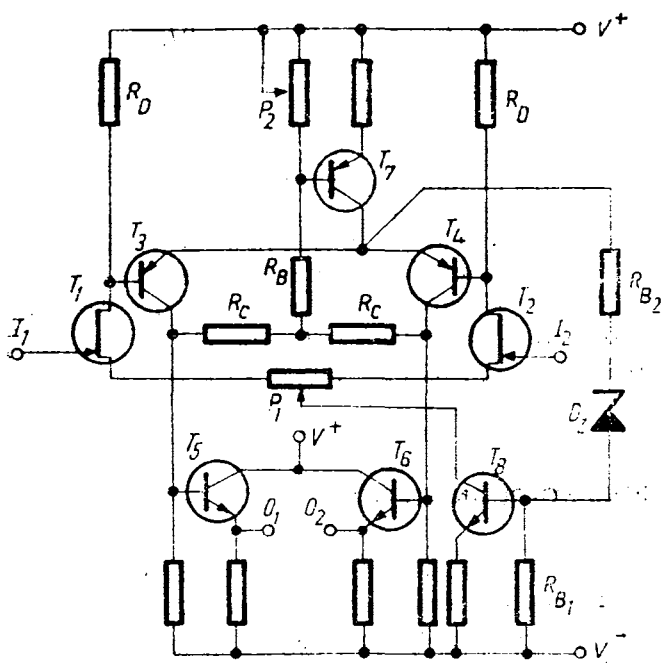


Fig. 3.82. Amplificator diferențial cu ieșire diferențială.

logaritmice și ale modulului multifuncțional în § 3.1.8. În completare, vor fi prezentate cîteva particularități de realizare și utilizare a multiplicatoarelor analogice.

Alegerea multiplicatorului adecvat unei aplicații se face în funcție de cerințele de precizie, neliniaritate și răspuns dinamic. În timp ce multiplicatoarele cu conversie logaritmică au, în general, precizie mai bună, frecvențalor de tăiere la —3 dB este de cca 10 ori mai mică, iar impedanța de intrare — de cca 100 de ori. Costul lor este mai ridicat decît al multiplicatoarelor cu divizarea curenților. Acestea din urmă pot fi preferate în sistemele cu cerințe mai modeste de precizie sau unde este necesar un răspuns mai rapid. Principalii parametrii ai unor multiplicatoare cu răspîndire largă pot fi comparați în tabelul 3.3.

Tabelul 3.3

Principalii parametri ai unor multiplicatoare uzuale

Parametrul \ Tipul	BB 4214	AD 533	BB 4204	BB 4301	AD 433
	Cu divizarea curenților		Cu conversie logaritmică		
Curent de polarizare (A)	$1{,}4 \cdot 10^{-6}$	$3 \cdot 10^{-6}$	—	—	—
Impedanță de intrare (Ω)	10^7	$6 \cdot 10^6$, 10^7	$25 \cdot 10^3$	10^5	10^5
Ofset la ieșire (mV)	10	5	15	10	5
Derivă termică a ofsetului	0,7 mV/°C	0,7 mV/°C	—	0,2 mV/°C	1 mV/°C
Eroare totală	0,5%	2%	0,2%	0,25%	0,25%
Neliniaritate	0,08%	0,3%	0,05%	0,1%	0,15%
Frecvență limită la —3 dB	610 kHz	1 MHz	100 kHz	60 kHz	100 kHz

● **Multiplicatorul divizor** este un circuit derivat din multiplicatorul cu divizarea curenților. În schema din figura 3.83 se recunoaște multiplicatorul Gilbert, cu tranzistoarele $T_1 \ldots T_{10}$. Un etaj diferențial suplimentar cu tranzistoarele T_{11}, T_{12} comandat pe intrările z_1, z_2 însumează o diferență suplimentară de curent între intrările AO. Admițînd că cele trei etaje diferențiale sînt identice, se arată [D4] că tensiunea la ieșirea AO cu bucla de reacție deschisă este

$$v_0 = \frac{(v_{x_1} - v_{x_2})(v_{y_1} - v_{y_2})}{10} - (v_{z_1} - v_{z_2}). \tag{3.136}$$

Închizînd bucla de reacție negativă spre oricare din intrările x_1, y_1, z_2, se anulează tensiunea de intrare în AO și rezultă:

$$v_{z_1} - v_{z_2} = \frac{(v_{x_1} - v_{x_2})(v_{i_1} - v_{i_2})}{10}. \tag{3.137}$$

Cu reacția la z_1, circuitul înmulțește:

$$v_0 = \frac{(v_{x_1} - v_{x_2})(v_{y_1} - v_{y_2})}{10} + v_{z_2}. \tag{3.138}$$

Cu reacția negativă la y_1, circuitul divide:

$$v_0 = \frac{10(v_{z_1} - v_{z_2})}{(v_{x_1} - v_{x_2})} + v_{y_2}. \tag{3.139}$$

Cu reacția conectată la x_2 și y_1, rezultă:

$$v_0 = \sqrt{10\,(v_{z_2} - v_{z_1})}.$$

Intrarea diferențială opusă bornei de reacție poate servi la o decalare intenționată a nivelului ca în relațiile (3.138) (3.139) sau la ajustarea erorilor statice minime și a „trecerii" prin x sau y.

● **Extinderea numărului de cadrane la un multiplicator** poate transforma un multiplicator într-un singur cadran într-un multiplicator în patru cadrane

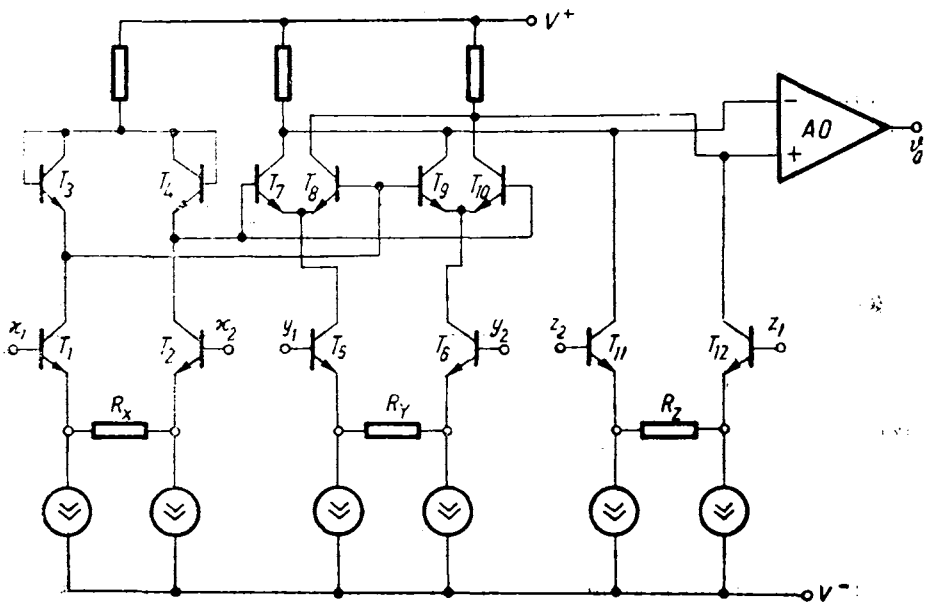


Fig. 3.83. Multiplicator cu divizare controlată a curenților.

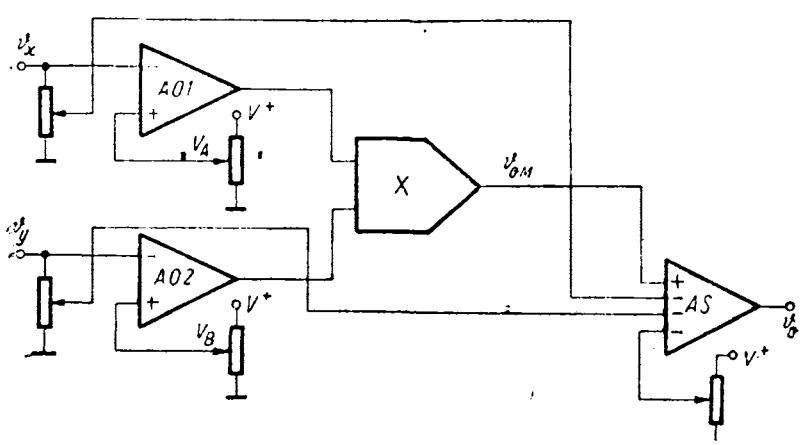


Fig. 3.84. Extinderea numărului de cadrane ale unui multiplicator.

ca în figura 3.84. Cu un multiplicator de bază într-un singur cadran, cu tensiune maximă la intrare V_{IM}, se poate asigura funcționarea în patru cadrane, pentru v_x, v_y cuprinse între $\pm \frac{V_{IM}}{2}$ și aplicînd $V_A = V_B = \frac{V_{IM}}{2}$. Într-adevăr,

tensiunile la intrările multiplicatorului sînt $v_x + V_A$ și $v_y + V_B$, întotdeauna pozitive. Tensiunea la ieșirea multiplicatorului va fi

$$v_{0M} = \frac{(v_x + V_A)(v_y + V_B)}{10} = \frac{v_x v_y}{10} + \frac{v_x V_B}{10} + \frac{v_y V_A}{10} + \frac{V_A V_B}{10}. \qquad (3.140)$$

Termenii al doilea și al treilea se compensează aducînd la amplificatorul sumator tensiunii proporționale cu v_x respectiv v_y ajustate prin potențiometre la valorile necesare, iar ultimul termen se compensează cu o tensiune constantă obținută de la V^+. Sursa de tensiune V^+ de la care derivă atît V_A, V_B cît și tensiunea $\frac{V_A V_B}{10}$ trebuie să fie foarte stabilă pentru a menține un decalaj mic la ieșire.

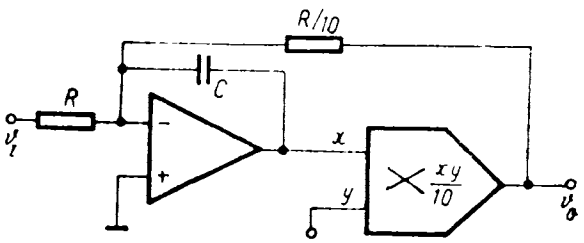


Fig. 3.85. *FTJ* cu frecvența de tăiere comandată prin tensiune.

● **Filtrul trece-jos cu acordare prin tensiune** din figura 3.85 derivă dintr-un integrator cu *AO* în care rezistorul de reacție este înlocuit printr-un multiplicator. Se poate determina ușor expresia amplificării

$$A_v(s) = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{10}{v_y} RC\, s} \qquad (3.141)$$

și se vede că frecvența de tăiere

$$f_s = \frac{v_y}{20\pi RC}, \qquad (3.142)$$

este direct proporțională cu v_y.

3.3. MODULATOARE ȘI DEMODULATOARE DE MĂSURARE

Una dintre problemele care apar în mod curent în realizarea *AEMC* o constituie amplificarea (cu cîștiguri relativ mari, de ordinul a 60...100 dB) a unor tensiuni de c.c. sau lent variabile (cu limita superioară a valorii frecvenței de ordinul 100 Hz), avînd valori foarte reduse (în gama μV...mV). Această problemă se pune, de exemplu, într-o multitudine de scheme de condiționare a semnalului oferit de un traductor.

Sînt posibile două soluții. Una din soluții face apel la utilizarea unor **amplificatoare operaționale de precizie, de curent continuu,** constituind — datorită accesibilității tot mai mari a acestor componente — linia de evoluție actuală.

Cealaltă soluție recurge la modularea unei purtătoare (în amplitudine, frecvență sau fază) cu semnalul lent variabil, urmată de o amplificare puternică a semnalului modulat și de o demodulare prin care se obține semnalul lent variabil la un nivel de putere mult mai ridicat.

Este important de observat că demodularea trebuie realizată astfel încît să ofere o informație atît asupra *valorii* semnalului lent variabil, cît și asupra *polarității* sale (cu alte cuvinte, să fie o *demodulare sensibilă la fază*).

Această tehnică de amplificare este foarte răspîndită în marea majoritate a echipamentelor produse și puse în funcțiune în anii 1960...1980. Modalitatea obișnuită de punere în practică a acestei tehnici de amplificare o constituie amplificatorul cu chopper (fig. 3.86). În acest caz modulatorul și demodulatorul sînt realizate, de exemplu, de două întrerupătoare care se închid și se deschid în ritmul unui semnal de referință. Prin acțiunea modulatorului semnalul lent variabil este întrerupt periodic, fiind transformat într-un semnal dreptunghiular (deci de c.a.), care este preluat de amplificatorul de c.a. (fiind de c.a., nu există probleme de ofset și de drift în temperatură sau timp). Se observă că modulatorul „toacă" forma de undă; se justifică astfel denumirea de amplificator cu chopper*.

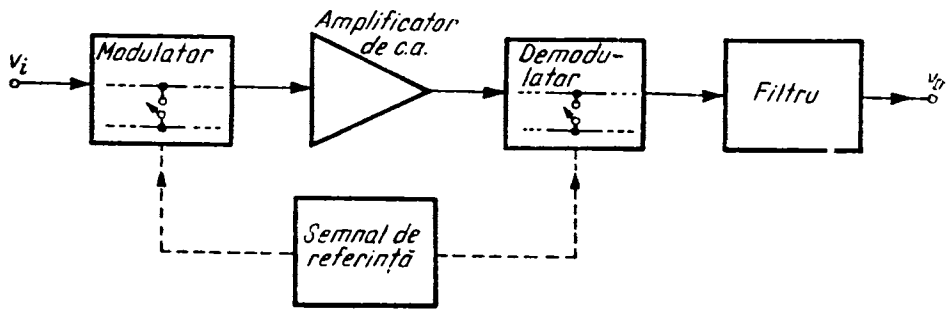


Fig. 3.86. Schema bloc a unui amplificator cu chopper.

Demodulatorul și filtrul reconvertesc semnalul dreptunghiular de la ieșirea amplificatorului într-un semnal lent variabil, care este replica la un nivel de putere mai ridicat a semnalului original.

Din această descriere extrem de succintă rezultă două observații importante. Prima se referă la funcționarea *sincronizată* a modulatorului și demodulatorului, deoarece numai în acest fel se poate conserva atît informația despre *valoarea* semnalului lent variabil, cît și informația despre *polaritatea* sa. Ca urmare, modulatorul și demodulatorul vor fi comandate sincronizat utilizîndu-se în acest scop o singură sursă de semnal (semnal de referință sau de comandă). A doua observație se referă la frecvența semnalului de referință (de comandă). În conformitate cu teorema eșantionării, frecvența semnalului de referință trebuie să fie de cel puțin două ori mai mare decît frecvența maximă a spectrului semnalului lent variabil. În practică, raportul este însă mult mai mare, avînd valori tipice în gama 10...100.

○ **Notă.** În unele cazuri, circuitul de măsurare îndeplinește și funcția de modulator. Un exemplu tipic îl constituie punțile neechilibrate alimentate în c.a. (fig. 3.87). În acest caz, deoarece faza semnalului de dezechilibru indică sensul de variație a valorii traductorului (v. § 3.3.4), demodulatorul de măsurare trebuie să fie *sensibil la fază*, cu alte cuvinte să ofere la ieșire un semnal dependent de defazajul semnalului de la intrarea demodulatorului față de semnalul de referință.

* În limba engleză *chopper* înseamnă tocător, satîr.

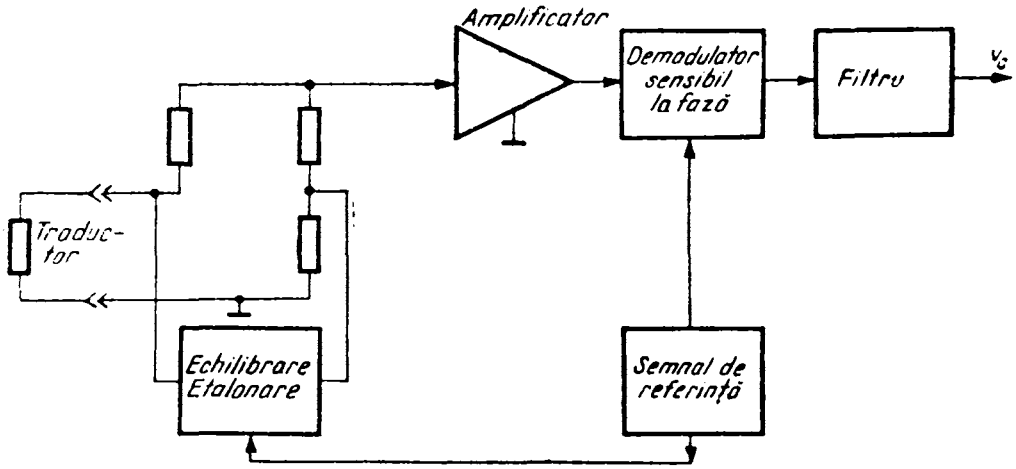


Fig. 3.87. Amplificator cu modulare-demodulare în care modulatorul este chiar circuitul de măsurare.

În continuare se vor examina principalele proprietăţi ale componentelor folosite pentru realizarea de modulatoare şi demodulatoare; o dată cu descrierea proprietăţilor se vor discuta şi tipurile principale de scheme.

Este important să se observe că multe dintre aceste componente se pot utiliza şi pentru realizarea „porţilor analogice". (Problemele specifice aplicaţiilor de acest tip sînt discutate în § 3.4 şi § 3.5.)

3.3.1. MODULATOARE DE MĂSURARE

a. *Modulatoare cu vibrator electromagnetic*

● **Structura unui vibrator electromagnetic** este prezentată schematic în figura 3.88. Vibratorul constă dintr-un magnet permanent *1*, o bobină de excitaţie *2* (alimentată în c.a.) şi dintr-o armătură mobilă *3* fixată la un capăt. Cîmpul alternativ al bobinei de excitaţie magnetizează armătura schimbîndu-i polaritatea; datorită acestui fapt, armătura este atrasă pe rînd către polii magnetului permanent, închizînd fie contactul *4*, fie contactul *5*.

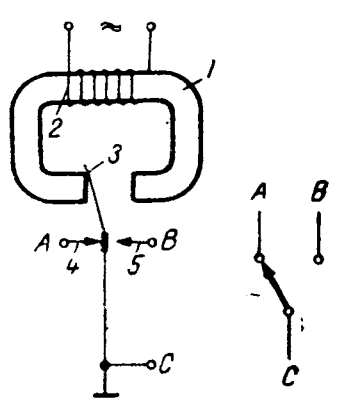


Fig. 3.88. Structura de principiu a unui vibrator electromagnetic.

Rezistenţa în starea „închis" este de ordinul miliohmilor, iar în starea „deschis" — de ordinul 10^{10} Ω. În starea „închis" tensiunea reziduală are valori extrem de mici, tipic în gama 0,1...1 μV. *Frecvenţa de lucru* este impusă de cerinţa ca vibratorul să funcţioneze sub frecvenţa proprie de rezonanţă a armăturii. În mod uzual se lucrează la 50 Hz, nedepăşindu-se însă — chiar pentru construcţii speciale — 500 Hz. Un dezavantaj important îl constituie *durata* mică *de viaţă*, de ordinul a 5 000...20 000 ore de funcţionare continuă.

● **Schemele de modulator cu vibrator electromagnetic** se pot realiza în două moduri: *cu* și *fără transformator*. În fiecare caz există numeroase variante, de aceea în cele ce urmează se va studia pentru fiecare caz, în calitate de exemplu de analiză, o singură variantă.

Schema tipică de modulator cu vibrator electromagnetic cu transformator este indicată în figura 3.89, împreună cu schema echivalentă și formele de undă de interes.

Ținînd cont de proprietățile menționate pentru vibrator, modelarea sa în schemă se realizează ca un contact ideal („închis" — rezistență nulă și tensiune reziduală nulă, „deschis" — rezistență infinită), care are două poziții de lucru notate pe schema din figura 3.89 cu *1* și *2*. Sursa de semnal lent variabil este modelată — pentru a întări imaginea variației foarte lente — de o baterie v_1, cu o rezistență internă R_S.

Funcționarea. Într-una dintre semiperioadele tensiunii de excitație a vibratorului contactul se află pe poziția *1*. Sursa de semnal lent variabil se aplică deci pe jumătatea superioară a primarului, prin care trece astfel curentul i_1'.

În semiperioada următoare contactul se mută pe poziția *2*. Sursa de semnal lent variabil se aplică pe jumătatea inferioară a primarului, prin care trece astfel curentul i_1''. Deoarece i_1'' este de sens contrar curentului i_1', la fiecare perioadă a semnalului de excitație sensul fluxului magnetic în miezul transformatorului se inversează. Ca urmare, în secundarul transformatorului se induce o tensiune alternativă, cu o amplitudine proporțională cu cea a semnalului lent variabil și cu o fază dependentă de polaritatea semnalului lent variabil.

În conformitate cu această descriere rezultă **schema echivalentă** din figura 3.89, *b* și formele de undă ale tensiunii echivalente v_{1ech} (v. fig. 3.89, *c*);

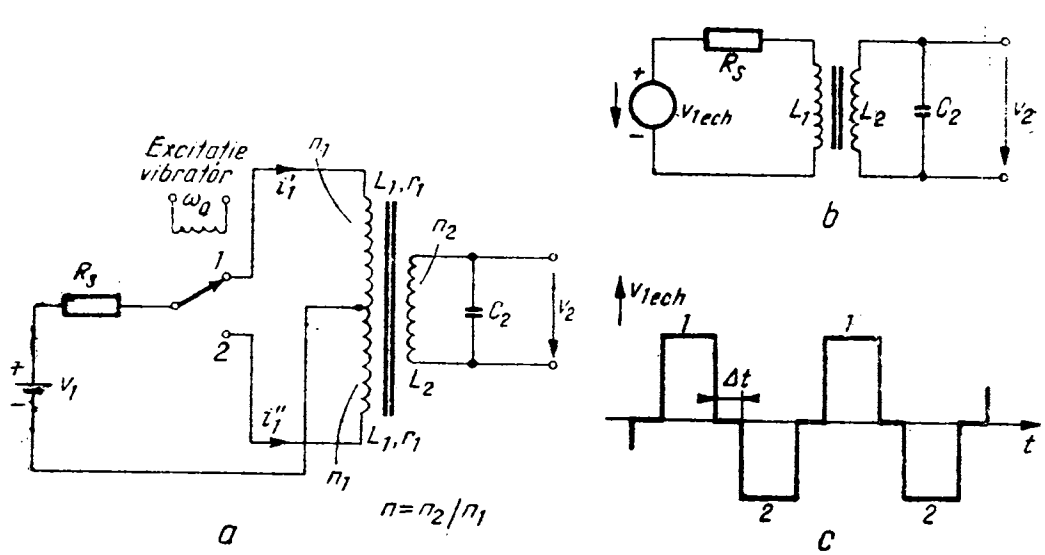


Fig. 3.89. Schema tipică a unui modulator cu vibrator electromagnetic cu transformator *(a)*, schema echivalentă *(b)* și formele de undă caracteristice *(c)*.

intervalul de timp Δt care corespunde trecerii armăturii mobile a vibratorului de pe o poziție pe alta este în mod obișnuit neglijabil de mic față de perioada semnalului de excitație).

Mărimile care caracterizează funcționarea acestui tip de modulator sînt *coeficientul de transfer static, rezistența de intrare* și *constanta de timp care descrie caracteristica dinamică.*

• *Coeficientul de transfer static,* K_m, este definit prin relația:

$$K_m = \frac{v_{sec}}{v_1}. \tag{3.143}$$

În marea majoritate a aplicațiilor, secundarul este acordat (cu ajutorul capacitorului C_2) pe frecvența de comutație, $\omega_0/2\pi$. Ca urmare, se poate presupune cu bună aproximație că singura componentă a undei dreptunghiulare din primar care contează este fundamentala. Ținînd cont de această observație și notînd cu R_2 rezistența totală care se resimte în secundar (dată de combinația paralel a rezistenței echivalente de pierderi în secundar și a rezistenței de sarcină a modulatorului, constituită de rezistența de intrare a amplificatorului care urmează modulatorului), se obține pentru coeficientul de transfer static expresia

$$K_m = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{nR_1}{R_S + r_1 + R_1} \cong 0{,}9 \frac{nR_2}{R_2 + n^2(R_S + r_1)}, \tag{3.144}$$

unde $n = n_2/n_1$ este raportul de transformare de la jumătate din primar la secundar, $R_1 = R_2/n^2$ — rezistența reflectată în primar și r_1 — rezistența unei jumătăți a primarului.

Impunînd condiția de adaptare

$$R_S = R_1 + r_1, \tag{3.145}$$

se obține valoarea optimă a raportului de transformare:

$$n_{optim} = \sqrt{\frac{R_2}{R_S - r_1}}, \tag{3.146}$$

căreia îi corespunde o valoare maximă a coeficientului de transfer

$$K_{m,\,max} \cong \frac{\sqrt{2}}{\pi} n_{optim} \cong 0{,}45\ n_{optim}. \tag{3.147}$$

În mod obișnuit, raportul de transformare are valori cuprinse în gama 10...100.

• *Rezistența de intrare în modulator,* R_{im}, este dată de relația:

$$R_{im} = r_1 + R_1. \tag{3.148}$$

• Din punct de vedere dinamic, modulatorul la care secundarul este acordat pe frecvența de comutație se comportă față de anvelopa purtătoarei (tensiunea lent variabilă de la intrare) ca un element aperiodic a cărui *constantă de timp,* T_m, este dată de relația

$$T_m = \frac{1}{2\pi\Delta f} = \frac{2Q}{\omega_0}, \tag{3.149}$$

unde Δf este lărgimea benzii sistemului, Q — factorul de calitate iar ω_0 — pulsația de rezonanță.

Funcția de transfer a modulatorului, $K_m(s)$, va fi deci

$$K_m(s) = \frac{K_m}{1 + sT_m} = \frac{0{,}9\, nR_2}{[R_2 + n^2(R_S + r_1)](1 + sT_m)}. \qquad (3.150)$$

○ **Observație.** În general modulatorul este precedat de un filtru de tip trece-jos care trebuie să elimine componentele frecvenței de comutație, deoarece aceste componente apar la ieșire ca tensiuni de drift.

Modulatorul cu vibrator electromagnetic cu transformator prezintă avantajul important al separării galvanice a circuitului de intrare de restul aparatului.

Două scheme tipice de **modulator cu vibrator electromagnetic fără transformator** sînt indicate în figura 3.90. Aceste scheme permit obținerea de valori mari ale rezistenței de intrare.

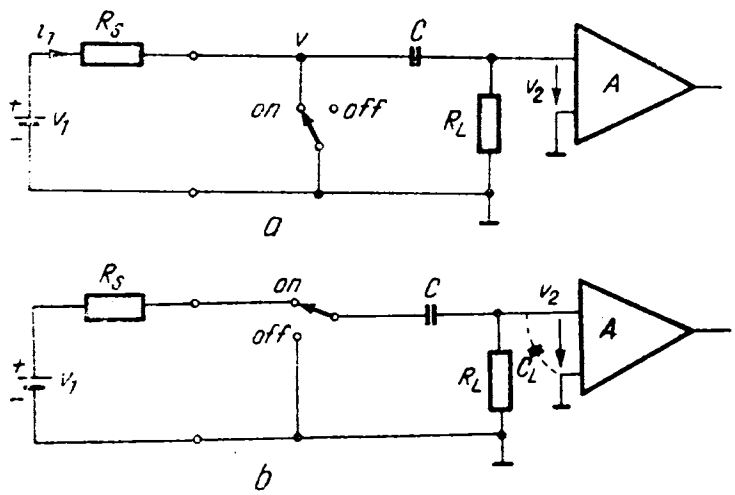


Fig. 3.90. Scheme tipice de modulator cu vibrator electromagnetic fără transformator: *(a)* schema paralel, *(b)* schema paralel-serie.

Schema din figura 3.90, *a* este de tip *„paralel"*, iar cea din figura 3.90, *b*, de tip *„serie-paralel"* — denumiri care reflectă poziția elementelor comutatoare în calea de semnal (configurația de tip serie-paralel a schemei din figura 3.90, *b* reiese mai clar prin redesenarea ei ca în figura 3.91). Bateria v_1 cu rezistența internă R_S modulează sursa de semnal lent variabil. În toate aceste scheme rezistența R_L este de obicei rezistența de intrare în amplificatorul **A**.

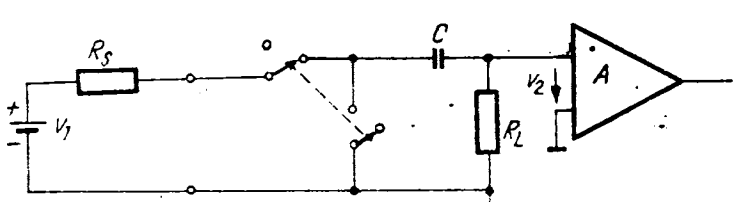


Fig. 3.91. Altă modalitate de a desena schema serie-paralel din figura 3.90, *b*.

În calitate de exemplu se va analiza mai în detaliu **schema de tip paralel.** Scopul acestei analize este de a se determina expresia coeficientului de transfer static K_m, și pe cea a rezistenței de intrare în modulator, R_{im}.

Formele de undă corespunzătoare schemei din figura 3.90, *a* sînt indicate în figura 3.92. Perioada semnalului de comutație este T; x este fracțiunea din perioada T în care contactul stă închis (*on*).

• *Coeficientul de transfer static* se definește, în acest caz, prin relația

$$K_m = \frac{V_{2vv}}{v_1}. \qquad (3.151)$$

unde V_{2vv} este tensiunea vîrf la vîrf la intrarea amplificatorului.

• *Rezistența de intrare*, R_{im}, se definește prin relația

$$R_{im} = \frac{v_1}{i_{1\ mediu}}. \qquad (3.152)$$

Ideea pe care se bazează calculul este aceea că în regim staționar sarcina capacitorului C nu se modifică în cursul unei perioade. Deci.

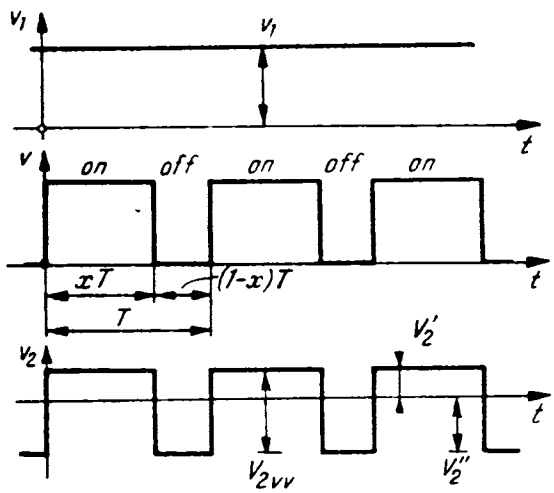


Fig. 3.92. Formele de undă corespunzătoare schemei din figura 3.90.

$$\int_0^{xT} i_{on}\, dt = \int_{xT}^{T} i_{off}\, dt, \qquad (3.153)$$

unde i_{on} este curentul de încărcare al capacitorului (contactul este închis), iar i_{off} — curentul de descărcare al capacitorului (contactul este deschis).

Un calcul exact ar fi foarte complicat, deoarece ar presupune determinarea expresiilor $i_{on}(t)$ și $i_{off}(t)$. Din acest motiv recurgem la un calcul aproximativ, care pleacă de la faptul că valorile constantelor de timp de încărcare și descărcare ale capacitorului C trebuie să fie mult mai mari decît perioada T a semnalului de comandă. În aceste condiții se va putea presupune că tensiunea la bornele condensatorului C, V_C, este constantă. Cu această presupunere se obțin relațiile

$$i_{on} = \frac{v_1 - V_C}{R_S + R_L} \cong const.; \qquad (3.154)$$

$$i_{off} = \frac{V_C}{R_L} \cong const., \qquad (3.155)$$

care înlocuite în ecuația (3.153) permit determinarea valorii tensiunii V_C:

$$V_C = v_1(1 - x)\frac{R_L}{R_L + xR_S}. \qquad (3.156)$$

Tensiunea vîrf la vîrf la intrarea în amplificator rezultă:

$$V_{2vv} = V_2' - V_2'' = (v_1 - V_C)\frac{R_L}{R_S + R_L} - (-V_C) = v_1\frac{R_L}{R_L + xR_S}. \qquad (3.157)$$

Coeficientul de transfer static este deci

$$K_m = \frac{R_L}{R_L + xR_S}. \tag{3.158}$$

○ **Observație.** În cazul în care sîntem interesați numai de fundamentala formei de undă de la ieșirea modulatorului (de exemplu, pentru comanda după o prealabilă amplificare a unui servomotor bifazat reversibil), coeficientul de transfer se definește pentru valoarea eficace a fundamentalei, avînd expresia $(\sqrt{2}/\pi)\,[R_L/(R_L + xR_S)]$.

Rezistența de intrare este dată de:

$$R_{im} = \frac{v_1}{i_{1\ mediu}} = \frac{v_1}{\frac{v_1}{R_S}xT + \frac{v_1 - V_C}{R_S + R_L}(1-x)T} = \frac{R_S}{x} \cdot \frac{xR_S + R_L}{R_S + R_L} \tag{3.159}$$

○ **Observație.** În mod obișnuit x are valoarea 0,5.

Calcule similare conduc **în cazul schemei serie-paralel** din figura 3.90 *b* la următoarele rezultate (se presupune $x = 0{,}5$):

$$K_m = \frac{2R_L}{2R_L + R_S}; \tag{3.160}$$

$$R_{im} = 2R_S + 4R_L. \tag{3.161}$$

○ **Trebuie remarcat faptul că** schema din figura 3.90, *b* permite obținerea unei *valori pentru rezistența de intrare mult mai mari* decît schema din figura 3.90, *a*.

Este de asemenea interesant de observat că prezența capacității C_L (dată de combinația paralel a capacității de intrare în amplificator și a capacității parazite) conduce la o *scădere importantă a rezistenței de intrare în modulator*. Într-adevăr, în fiecare perioadă capacitatea C_L se încarcă practic la tensiunea v_1 (presupunînd $R_L \gg R_S$, se obține $K_m \cong 1$) și se descarcă la zero, curentul mediu debitat de sursa de semnal fiind astfel mai mare. Pentru $K_m = 1$ se arată imediat că rezistența de intrare în modulator este dată de expresia:

$$\frac{1}{|R_{im}|} = \frac{1}{4R_L} + fC_L, \tag{3.162}$$

unde f este frecvența semnalului de comutație.

● **Modulatoarele realizate cu vibratoare electromagnetice prezintă o serie de avantaje** importante: o bună stabilitate a zeroului (pentru rezistențe de intrare sub 1 MΩ deriva de zero este tipic în gama 0,1...1 μV), posibilitatea de a se obține valori relativ mari ale rezistenței de intrare: $1...10^3$ MΩ (deși valorile tipice sînt de ordinul 1...10 kΩ), sensibilitate foarte mare și o derivă termică redusă (modulatorul poate lucra în gama de temperatură −65°...+200°C).

● Dintre **dezavantajele** caracteristice trebuie menționate următoarele: costul este mare, manifestă sensibilitate față de cîmpurile magnetice externe, frecvența de lucru este joasă, sînt nestabile mecanic (fapt ce determină necesitatea unor controale și reglări periodice dese).

● **Utilizări.** În echipamentele mai vechi aceste tipuri de modulatoare se întîlneau frecvent în cazul aplicațiilor care implică tensiuni mici (de ordinul

milivolților) și nivele de rezistență pînă la zeci de kiloohmi (aplicația tipică o constituiau amplificatoarele de măsurare pentru termocuplurile Pt–PtRh). În prezent, utilizarea lor este din ce în ce mai rară.

b. *Modulator cu condensator vibrant*

● La **condensatorul vibrant** una dintre armături este fixă, iar cealaltă mobilă; mișcarea armăturii mobile este comandată prin intermediul unei înfășurări de excitație (valoarea frecvenței de excitație se plasează în mod obișnuit în intervalul 50...1 000 Hz). Presupunînd o mișcare sinusoidală a armăturii mobile rezultă

$$c_c(t) = C_0 + C_1 \sin \omega t = C_0(1 + K \sin \omega t), \tag{3.163}$$

unde $K = C_1/C_0$ se numește coeficientul de modulație al capacității și are valori tipice în gama 0,1...0,2. Încărcarea condensatorului cu sarcina Q face ca la bornele sale să apară o diferență de potențial v. Deoarece

$$Q = cv,$$

rezultă

$$v \cong \frac{Q}{C_0} - K\frac{Q}{C_0} \sin \omega t = V_0 - KV_0 \sin \omega t. \tag{3.164}$$

Se observă că valoarea componentei alternative a tensiunii la bornele condensatorului este proporțională cu componenta continuă; rezultă o *funcționare de modulator.*

● **Particularitățile modulatoarelor cu condensator vibrant.** Modulatoarele cu condensator vibrant permit obținerea unor sensibilități care coboară pînă la nivelul dat de potențialele de contact și/sau de zgomotele termice.

Condensatoarele vibrante fiind caracterizate de o rezistență între armături de valoare foarte ridicată, permit realizarea de modulatoare cu o rezistență de intrare foarte mare (10^{15}...10^{16} Ω). Domeniile tipice de aplicație sînt date de *măsurarea curenților foarte mici* (electrometre cu condensator vibrant) și de *măsurarea tensiunilor electromotoare ale surselor cu rezistență internă mare* (exemple tipice sînt date de camerele de ionizare și, respectiv, de electrozii pentru măsurat *p*H). Trebuie observat că în ultimul domeniu de aplicație soluțiile moderne recurg la scheme realizate cu amplificatoare operaționale cu curenți de polarizare ai intrărilor foarte mici (10^{-12}...10^{-14} A).

● În figura 3.93 se indică schema unui **amplificator cu modulare-demodulare destinat să măsoare tensiunea v_1 dată de o sursă cu rezistența internă foarte mare.** Valoarea mare necesară pentru rezistența de intrare în amplificator se obține prin utilizarea unui modulator cu condensator vibrant. Inspecția schemei din figura 3.93 indică o măsurare prin compensare (valoarea tensiunii v_2 este foarte apropiată de cea a tensiunii v_1 — v. § 3.7.2).

Constanta de timp RC_0, unde C_0 este capacitatea nemodulată a condensatorului vibrant, este suficient de mare față de perioada semnalului de excitație; ca urmare, se va putea presupune cu bună aproximație că sarcina cu

care este încărcat condensatorul vibrant c_v este constantă. Tensiunea alternativă care apare la bornele lui c_v se aplică prin intermediul condensatorului de cuplaj C amplificatorului de curent alternativ A. Semnalul amplificat atacă un demodulator sensibil la fază, DSF (v. § 3.3.1). Componenta medie

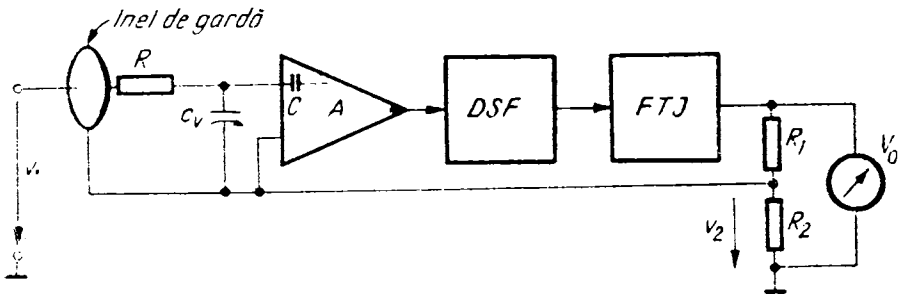


Fig. 3.93. Schema bloc a unui amplificator cu modulare-demodulare în care modulatorul este realizat cu condesator vibrant.

a tensiunii de la ieșirea detectorului sensibil la fază, separată cu filtrul trece jos, FTJ, constituie tensiunea de ieșire, V_o.

Condiția de a avea curenți foarte mici la intrarea schemei impune ca scurgerile de curent prin rezistența de izolație să fie reduse la minimum. În acest scop, în jurul bornei de intrare se realizează un inel de gardă legat la ieșire. Deoarece $v_2 \cong v_1$, curenții de scurgeri nu mai încarcă sursa de semnal, ci ieșirea amplificatorului, loc în care influența lor este neglijabilă.

Obținerea unei valori reduse a derivei de zero impune soluții constructive speciale, pentru a se evita influența curenților de ionizare și acțiunea cîmpurilor electrostatice. În mod uzual se poate obține o derivă de (100 μV ... 1 mV)/zi.

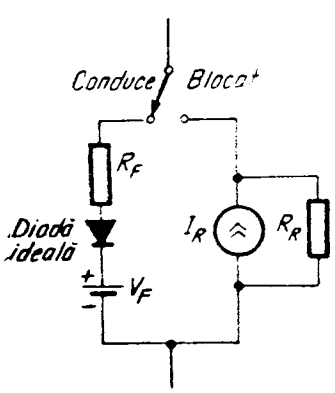


Fig. 3.94. Circuitul echivalent de semnal mare al unei diode semiconductoare.

c. *Modulatoare cu diode semiconductoare*

● **Circuitul echivalent al unei diode semiconductoare** — din punctul de vedere al unei funcționări blocat/conducție — este indicat în figura 3.94.

Avantajele utilizării diodelor sînt date de costul redus, de frecvențele de lucru ridicate (de ordinul megaherților) și de fiabilitatea caracteristică dispozitivelor semiconductoare. Tensiunea reziduală mare (V_F are valori în gama 0,2...0,7 V care depind de material — germaniu, siliciu — și de curentul direct), rezistența R_F în starea de conducție (de ordinul 10...500 Ω) și curentul rezidual (I_R=1 nA...1 μA), la care se mai adaugă dependența de temperatură a acestor parametri și împrăștierea excesivă a caracteristicilor constituie însă dezavantaje majore care determină o utilizare nu prea largă.

● În figura 3.95 sînt indicate două **scheme tipice de modulator cu diode.** Se observă că în esență schemele sînt *de tipul paralel* (v. fig. 3.90, *a*), ceea ce se schimbă față de cazul schemei cu vibrator electromagnetic fiind doar modul concret de realizare a comutatorului.

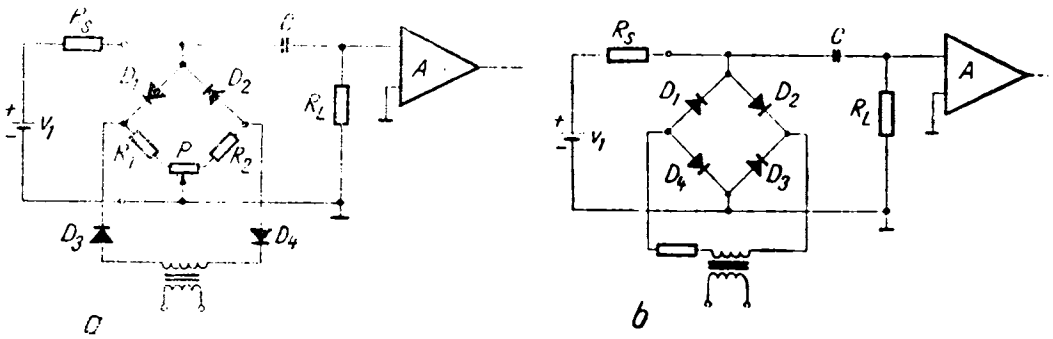


Fig. 3.95. Scheme tipice de modulator cu diode.

Pentru *schema din figura 3.95, a* în alternanța tensiunii de comandă în care diodele D_3, D_4 conduc, diodele D_1, D_2 sînt blocate, comutatorul echivalent fiind în starea deschis (*off*). În alternanța în care diodele D_3, D_4 sînt blocate, tensiunea pe diodele D_1, D_2 este practic nulă, iar comutatorul echivalent este în starea închis (*on*). Imperecherea imperfectă a diodelor D_1, D_2 face necesar un reglaj de echilibrare a punții D_1, D_2, R_1, R_2 prin intermediul potențiometrului P; în acest fel tensiunea de comandă nu mai pătrunde în calea de semnal.

În *schema din figura 3.95, b* se încearcă reducerea tensiunii reziduale prin conectarea în opoziție a două diode identice. În mod ideal căderea de tensiune la bornele diodelor D_1, D_2 este compensată de căderea de tensiune la bornele diodelor D_4, respectiv D_3.

● **Particularitățile modulatorului cu diode semiconductoare.** Comutatorul „imperfect" realizat cu diode se poate modela în general ca în figura 3.96, în care r înglobează toate rezistențele serie care apar în polarizarea directă, R — pe cele de la polarizarea inversă, E_R este tensiunea reziduală, iar I este curentul invers al comutatorului.

Determinarea expresiei valorii vîrf la vîrf a tensiunii v_2, V_{2vv}, desfășurată după modelul utilizat la vibratorul electromagnetic, conduce la următorul rezultat (se presupune că se realizează condițiile $R_S \ll R_L$, $r \ll R_S$):

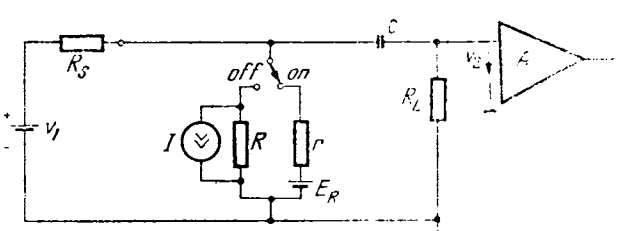


Fig. 3.96. Modelarea comutatorului realizat cu diode.

$$V_{2vv} \cong \frac{R_L}{R_L + xR'_S}\left[\frac{R}{R+R_S}\,v_1 - E_R - IR'_S\right], \qquad (3.165)$$

unde s-a notat $R'_S = R_S \parallel R$.

Acest rezultat pune în evidență limitările pe care le introduce calitatea comutatorului în ceea ce privește limita inferioară a valorii semnalului care

mai poate fi modulat fără ca să fie acoperit de tensiunea reziduală și/sau curentul invers și de driftul acestor mărimi cu temperatura sau timpul.

Modulatoarele cu diode realizează în cel mai bun caz (punți din diode monolitice fabricate pe același cip) tensiuni reziduale de ordinul milivoltilor, cărora le corespund derive de ordinul 10...20 $\mu V/°C$. Din aceste motive, modulatoarele cu diode și-au găsit un domeniu de aplicație numai pentru semnale ce depășesc 100 mV.

d. *Modulatoare cu tranzistoare bipolare*

Utilizarea **tranzistorului bipolar** ca element de comutare implică plasarea sa în două **regimuri de funcționare :** *blocat* și *saturat*. Desenînd la o scară foarte mare caracteristicile $i_C(v_{CE})$ ale unui tranzistor bipolar, de exemplu de tip *npn*, se obține rezultatul indicat în figura 3.97.

Aceste caracteristici pun în evidență faptul că în conducție (saturație), chiar și pentru un curent de colector nul $i_C = 0$, între colector și emitor există o tensiune reziduală, E_R. Aplicînd relațiile Ebers-Moll se găsește că în regiunea activă directă

$$(E_R)_N \cong \frac{kT}{q} \cdot \frac{1}{\beta_R}, \tag{3.166}$$

unde β_R este cîștigul în curent în regiunea activă inversă. La temperatura camerei $kT/q \cong 25$ mV, astfel că pentru valorile tipice $\beta_R \cong 1...2$ rezultă $(E_R)_N \cong 10...25$ mV, valoare mare și, în plus, dependentă puternic de temperatură. Pentru a reduce valoarea tensiunii reziduale, *tranzistorul se utilizează în aplicațiile de comutator în regiunea activă inversă.* Într-adevăr, în acest caz din relațiile Ebers-Moll rezultă

$$(E_R)_R \cong \frac{kT}{q} \cdot \frac{1}{\beta_F}, \tag{3.167}$$

unde β_F este cîștigul în curent în regiunea activă directă. Deoarece $\beta_F = 100...500$, rezultă $(E_R)_R = 0{,}05...0{,}25$ mV, ceea ce constituie o îmbunătățire remarcabilă.

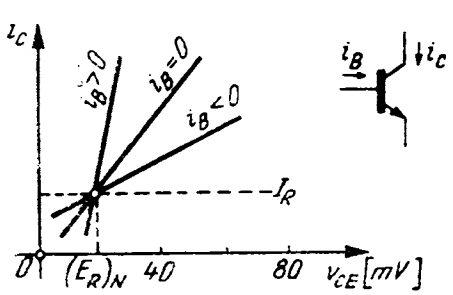


Fig. 3.97. Caracteristicile statice $i_C(v_{CE})$ ale unui tranzistor bipolar în vecinătatea originei.

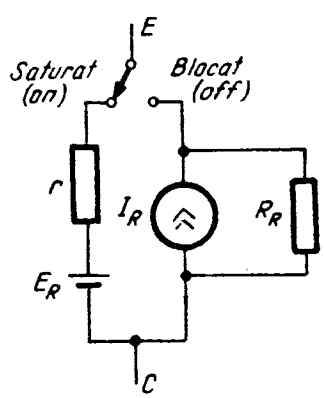


Fig. 3.98. Schema echivalentă simplificată a tranzistorului bipolar privit ca element de comutație.

La această tensiune reziduală se mai adaugă căderea de tensiune determinată de curentul de bază pe rezistența serie a colectorului (r_{CS}), avînd valorile tipice 0,1 ... 1 mV. Deci expresia tensiunii reziduale totale va fi

$$E_R = \frac{kT}{q} \cdot \frac{1}{\beta_F} + i_B r_{CS}. \tag{3.168}$$

În regiunea de blocare (*ambele* joncțiuni ale tranzistorului polarizate invers) prin tranzistor curge un curent **rezidual** I_R, care are o variație exponențială cu temperatura.

Schema echivalentă simplificată a **tranzistorului** bipolar privit ca element de comutație este dată în figura **3.98.**

● O **schemă de modulator cu tranzistor** este indicată în figura 3.99. Se observă *conectarea inversată a tranzistorului* și existența unui circuit de compensare a tensiunii reziduale (R_C, D_2, P ; tensiunea care apare pe rezistența R_C este de semn contrar tensiunii reziduale, compensarea exactă reglîndu-se din potențiometrul P). Evident, compensarea tensiunii reziduale se realizează doar pentru o valoare a temperaturii.

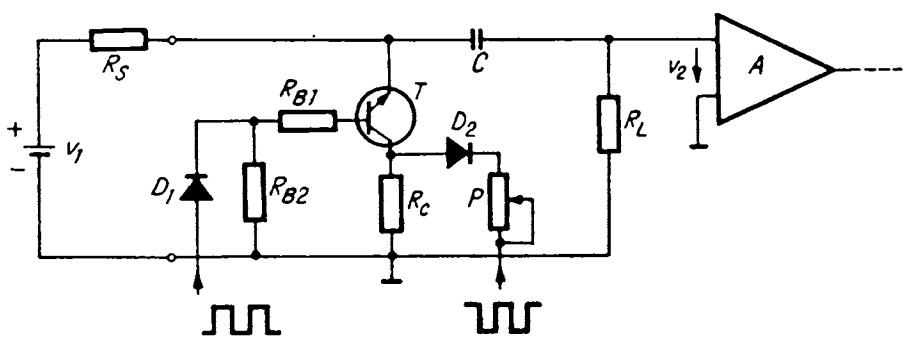


Fig. 3.99. Schema de principiu a unui modulator cu tranzistor bipolar.

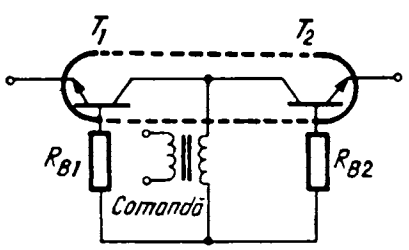


Fig. 3.100. Reducerea valorii tensiunii reziduale prin conectarea în opoziție a două tranzistoare.

Reducerea și mai accentuată a valorii tensiunii reziduale se poate obține prin conectarea în opoziție, a două tranzistoare pereche ca în schema din figura 3.100. Trebuie observat că în afară de compensarea tensiunilor reziduale ale celor două tranzistoare, are loc și compensarea curenților reziduali. Pentru acest mod de conectare se poate obține o valoare a tensiunii reziduale de ordinul 30 ... 50 μV.

● **Modulatoarele cu tranzistoare** au **aplicații** în domeniul traductoarelor care oferă nivele de tensiune mici (mV ... zeci de mV) și nivele de rezistență de ordinul sute de kiloohmi (exemple tipice: termocuple sensibile, termorezistențe).

e. *Modulatoare cu tranzistoare cu efect de cîmp*

● Una dintre aplicațiile standard ale **tranzistoarelor cu efect de cîmp** este aceea de **comutator analogic** (v. § 3.4). Explicația se găsește în faptul că *în starea de conducție (comutator închis) nu mai apare nici o tensiune reziduală.* Desigur că rămîne rezistența canalului deschis (cu valori cuprinse în gama 5...1 000 Ω, în funcție de tipul particular de tranzistor), dar influența ei asupra performanțelor schemelor de modulare este neînsemnată. În starea blocat, curentul rezidual are valori foarte mici, în general neglijabile.

● O **schemă de modulator cu tranzistor cu efect de cîmp** este indicată în figura 3.101. Interesantă este *modalitatea de comandă.* Pentru o tensiune de comandă negativă, divizorul neliniar *D*, joncțiune grilă-sursă face ca practic întreaga tensiune să cadă pe joncțiunea grilă-sursă blocînd tranzistorul. Dacă tensiunea de comandă este pozitivă, întreaga tensiune de comandă cade pe dioda *D*, joncțiunea grilă-sursă avînd o tensiune $V_{GS} \cong 0$, ceea ce corespunde valorii minime a rezistenței drenă-sursă.

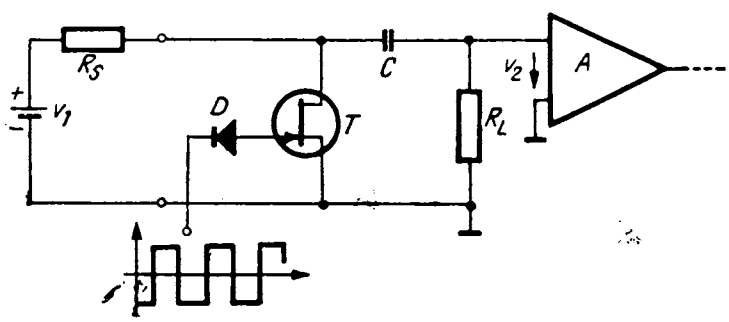


Fig. 3.101. Schema de principiu a unui modulator cu tranzistor cu efect de cîmp.

Atît pentru modulatoarele cu tranzistor bipolar, cît și pentru cele cu tranzistor cu efect de cîmp, o cauză importantă de derivă o constituie **fenomenele tranzitorii de comutație.** Datorită acestor fenomene, semnalul de comandă se „scurge" în mod necontrolat — deci imposibil de compensat — în calea de semnal. Pătrunderea semnalului de comandă în calea de semnal se datorează divizorului capacitiv format de capacitatea C_{be} (sau C_{ga}) și capacitatea pe care lucrează modulatorul (fig. 3.102, *a*).

Pentru frontul negativ al semnalului de comandă, v_B, la ieșire se obține un impuls negativ, tranzistorul se blochează și ca urmare regimul tranzitoriu ține mult. Pe frontul pozitiv al semnalului de comandă la ieșire rezultă un impuls pozitiv, tranzistorul se deschide și ca urmare regimul tranzitoriu este scurt.

Pentru a estima, de exemplu, vîrful impulsului pozitiv, să luăm valorile tipice $C_{be} \cong 5$ pF, $C_L \cong 30$ pF și amplitudinea semnalului de comandă de 1 V : se obține pentru impulsul parazit o amplitudine de $1 \times 5/(5 + 30) \cong 142$ mV ! mult mai mare decît semnalul util, de ordinul milivolților.

Efectele negative sînt două. În primul rînd aceste vîrfuri saturează etajele amplificatorului care urmează după modulator. În al doilea rînd, canti-

tăţile de sarcină care corespund fiecărui impuls parazit diferă între ele. Această diferenţă se traduce într-un semnal pe care amplificatorul îl amplifică, fără ca la ieşire să mai putem şti care este contribuţia semnalului util şi care este cea a semnalului parazit de eroare dat de comutare.

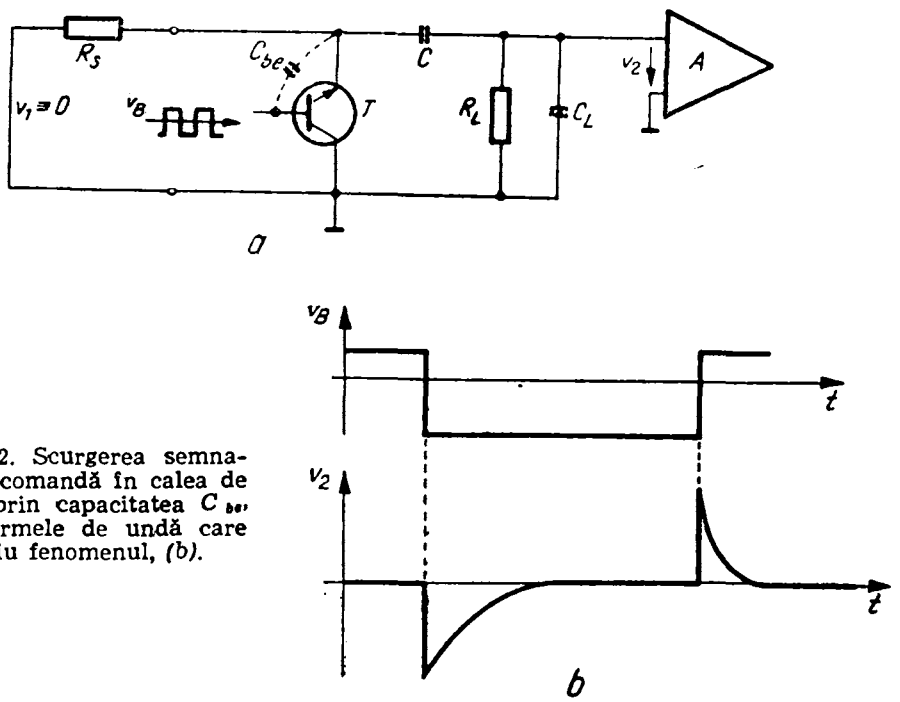


Fig. 3.102. Scurgerea semnalului de comandă în calea de semnal prin capacitatea C_{be} (a) şi formele de undă care descriu fenomenul, (b).

f. *Modulatoare cu diode varicap*

● Realizarea **modulatorului cu diode varicap** se bazează pe dependenţa capacităţii de barieră a unei joncţiuni de tensiunea aplicată; o schemă de principiu este dată în figura 3.103.

Puntea formată din două diode varicap pereche şi două rezistenţe este alimentată în curent alternativ de la generatorul *G*. În absenţa tensiunii continue de la intrare, capacităţile celor două diode varicap sînt egale şi puntea este echilibrată. Aplicînd la intrare, de exemplu, o tensiune pozitivă mică (sub 10 mV), capacitatea diodei D_1 scade (se polarizează invers), iar a diodei D_2 creşte (se polarizează direct). Puntea se dezechilibrează, apare un semnal de frecvenţă *f*, care prin capacitorul de cuplaj *C* este preluat de amplificatorul *A* (de obicei acordat pe frecvenţa *f*).

● **Particularităţile modulatoarelor cu diode varicap.** Deoarece diodele lucrează la tensiuni foarte mici, rezistenţa de intrare care se poate obţine cu modulatoarele cu diode varicap atinge uşor 10^9 Ω. De asemenea, deriva cu temperatura şi în timp are valori extrem de mici, putîndu-se atinge 0,1...0,5 μV/°C.

Modulatoarele cu diode varicap se întîlnesc în aplicațiile în care apar tensiuni relativ mari (zeci de milivolți) date de surse cu rezistență internă mare ($10^8 \ldots 10^{10}$ Ω); exemplul tipic îl constituie electrozii de măsurat concentrații.

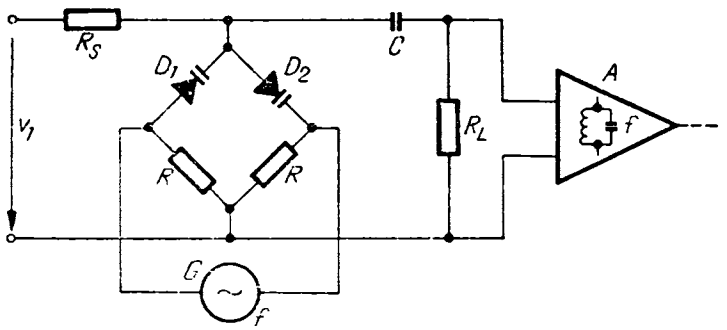


Fig. 3.103. Schema de principiu a unui modulator cu diode varicap.

g. *Modulatoare cu fotorezistoare*

Rezistența unui fotorezistor variază în funcție de iluminare în limite foarte largi. La întuneric o valoare tipică este de $10^8 \ldots 10^9$ Ω, care scade — în funcție de tipul fotorezistenței — la iluminarea nominală la o valoare care se plasează în gama 100 Ω...10 kΩ.

● Modalitatea tipică de realizare a unui **modulator cu fotorezistoare** (fig. 3.104) urmărește o *schemă de tip serie-paralel,* ca cea din figura 3.91. Fotorezistoarele FR_1, FR_2 sînt iluminate pe rînd de două surse de lumină B_1, B_2 (de exemplu becuri cu descărcare în gaze, diode electroluminescente) comandate de un circuit de tip multivibrator.

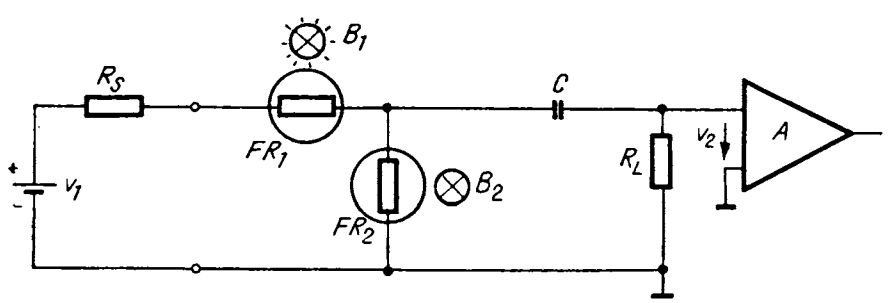


Fig. 3.104. Schema de principiu a unui modulator cu fotorezistoare.

● **Particularitățile modulatorului cu fotorezistoare.** Avantajele esențiale ale acestui tip de modulator sînt date de absența tensiunilor reziduale, a curenților reziduali și de faptul că sursa de comandă nu se mai cuplează parazit cu calea de semnal, așa cum se întîmpla, de exemplu, la modulatoarele cu tranzistoare bipolare și unipolare.

Frecvența de lucru a modulatoarelor cu fotorezistoare este în general destul de joasă, de ordinul a 100 Hz. Deși funcționarea la frecvențe mai înalte (pînă la 1...2 kHz) este posibilă, acest regim de lucru nu este recomandabil, deoarece cîștigul modulatorului scade odată cu creșterea frecvenței de lucru.

Modulatoarele cu fotorezistoare sînt utilizate în aplicațiile în care trebuie măsurate tensiuni continue mici de ordinul zecilor de microvolți.

h. *Modulatoare magnetice*

Realizarea unui modulator magnetic pleacă de la posibilitatea de a modifica inductanța unei bobine cu miez magnetic prin intermediul unui curent continuu care parcurge o înfășurare suplimentară bobinată pe același miez magnetic. Dintre schemele de modulatoare magnetice se va descrie în continuare numai *schema diferențială*.

● **Modulatorul magnetic diferențial** este format din două miezuri (*I* și *II* în figura 3.105, *a*) pe care sînt bobinate mai multe înfășurări. Înfășurările W_1, W_2 și W_3, W_4 — ale căror inductanțe depind de curentul I_C determinat de traductor — constituie împreună cu cele două părți ale transformatorului de alimentare (de obicei de la rețea) o punte. Ieșirea din modulator se face din diagonala acestei punți.

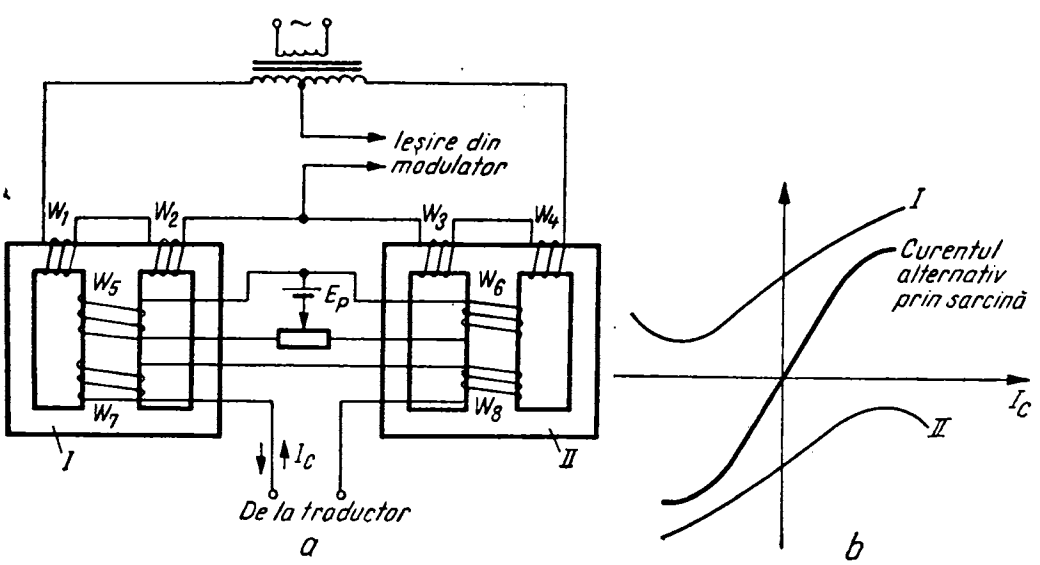


Fig. 3.105. Schema de principiu a modulatorului magnetic diferențial *(a)* și caracteristicile de transfer ale brațelor *I* și *II* și globală *(b)*.

Caracteristica de transfer a fiecărui braț (*I*, *II* în figura 3.105, *b*) pune în evidență un minim deplasat, datorită curentului de premagnetizare care circulă prin înfășurările W_5 și W_6. În acest mod, caracteristica de transfer globală — curentul alternativ prin sarcină în funcție de semnalul dat de traductor, reprezentat prin curentul I_C — trece prin origine, avînd totodată

în jurul originii o porțiune liniară (într-adevăr, pentru $I_C = 0$ inductanțele înfășurărilor W_1, W_2, W_3, W_4 sînt egale și semnalul de ieșire este nul).

O dată cu apariția de la traductor, a unui semnal cu polaritate dată fluxul magnetic dat de înfășurarea de premagnetizare se adună într-un braț cu fluxul dat de semnalul traductorului și se scade în celălalt braț. Puntea se dezechilibrează (reactanțele înfășurărilor W_1, W_2 și W_3, W_4 sînt acum diferite), iar la ieșire apare un semnal alternativ (practic o sinusoidă cu frecvența tensiunii de alimentare) a cărui fază se schimbă cu 180° la schimbarea polarității semnalului dat de traductor.

Prin variația curentului de premagnetizare se poate modifica panta caracteristicii de transfer, deci valoarea „cîștigului" modulatorului.

● **Particularitățile modulatoarelor magnetice.** Modulatoarele magnetice au avantajele duratei mari de funcționare, robusteței și siguranței în funcționare și cîștigului mare.

Mulți ani, în numeroase echipamente de măsurare a temperaturii cu termocupluri (nivele de tensiune de ordinul milivolților și nivele de impedanță de ordinul kiloohmilor), modulatorul magnetic a constituit o soluție standard. În prezent, datorită dezavantajelor legate de costul ridicat și de complexitatea constructivă, sînt înlocuite din ce în ce mai mult de amplificatoarele pentru termocupluri, realizate cu amplificatoare operaționale de precizie.

3.3.2. AMPLIFICATORUL CU MODULARE-DEMODULARE (AMPLIFICATORUL CU CHOPPER)

● **Schema bloc a unui amplificator cu modulare-demodulare** a fost dată în figura 3.86. O schemă bloc mai detaliată care are în plus, la intrare,un filtru trece-jos, apare în figura 3.106. Rolul acestui filtru care apare în orice schemă de amplificator cu modulare-demodulare este de a atenua esențial componentele cu frecvența egală cu cea a semnalului de comandă care se suprapun în mod parazit peste semnalul util de la intrare, și care apar la ieșire ca semnale de eroare.

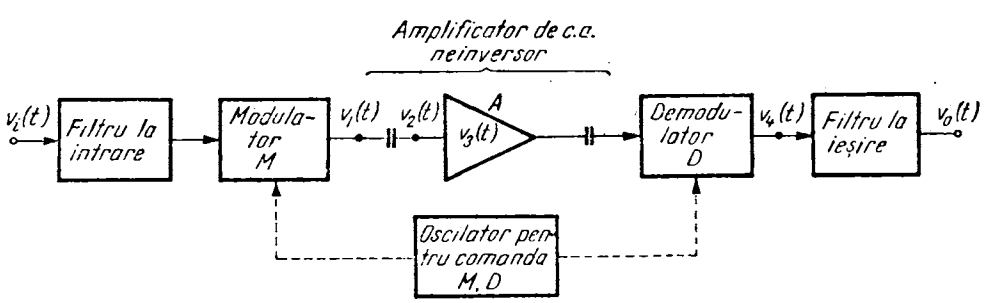


Fig. 3.106. Schema bloc a unui amplificator cu modulare-demodulare.

○ **Notă.** În cazul în care modulatorul și demodulatorul sînt realizate prin intermediul unor *comutatoare*, amplificatorul cu modulare-demodulare este cunoscut sub numele de *amplificator cu chopper.*

● Pentru a urmări **modul de funcționare a unui amplificator cu chopper** (presupus *ideal*) se va considera o structură particulară a modulatorului și

demodulatorului, structură care se alege pentru simplitate ca în figura 3.107. Filtrul trece-jos de la intrare este constituit de R_1, C_1, iar filtrul trece-jos de la ieşire — de R_3, C_4. Amplificatorul de c.a. este neinversor, include capacitoarele C_2 şi C_3 şi este caracterizat de un cîştig A, o rezistenţă de intrare R_{iA}

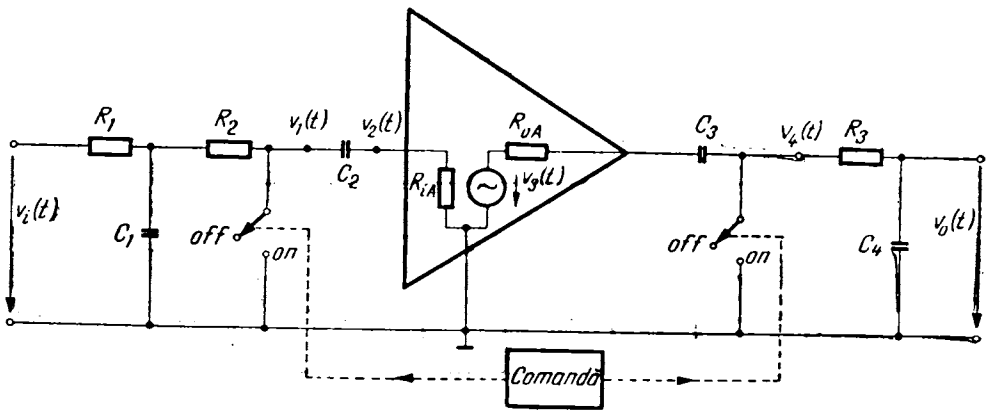


Fig. 3.107. Amplificator cu chopper.

şi o rezistenţă de ieşire R_{oA}. Comutatoarele care fac modularea şi demodularea sînt ideale (în starea deschis — *off* — au o rezistenţă infinită iar în starea închis — *on* — o rezistenţă nulă).

Scopul acestei analize este de a determina *expresia cîştigului* A_c (definit de raportul dintre componenta continuă de la ieşire şi componenta continuă de la intrare), *a rezistenţei de intrare* R_{ic} (definită ca raportul dintre tensiunea continuă la intrare şi curentul mediu absorbit la intrare) şi *a rezistenţei de ieşire* R_{oc} (definită ca raportul dintre tensiunea medie în gol la ieşire şi curentul mediu de scurtcircuit).

○ **Observaţie.** După cum va rezulta din analiza care urmează, schema din figura 3.107 realizează un amplificator cu chopper — *neinversor* (semnalul de la ieşire este în fază cu cel de la intrare). Acest caz a fost ales numai pentru comoditate în expunere; cu modificări minime în schemă (de exemplu, amplificatorul de c.a. se face inversor, sau comutatoarele se comandă în antifază), amplificatorul cu chopper poate fi realizat şi ca *inversor*.

Diagramele de semnal care ilustrează funcţionarea schemei din figura 3.107, precum şi notaţiile utilizate în analiza ei sînt date în figura 3.108.

Tensiunea continuă de la intrare, v_i, este modulată, ajungînd la intrarea amplificatorului de c.a. ca o tensiune dreptunghiulară (v_1 în figura 3.108). Această tensiune dreptunghiulară, după ce trece prin capacitorul C_2, pierde componenta continuă (v_2) şi este amplificată de amplificatorul de c.a. (v_3). Demodulatorul, care acţionează sincron cu modulatorul, scurtcircuitează ieşirea amplificatorului (după capacitorul C_3) în timpul alternanţelor negative, lăsînd să treacă spre filtrul de ieşire o tensiune dreptunghiulară care are o componentă medie (v_4). Filtrul de ieşire extrage această componentă medie, obţinîndu-se tensiunea continuă de ieşire, v_0, proporţională cu tensiunea de la intrare, v_i. Evident, la schimbarea polarităţii semnalului de la intrare se schimbă şi polaritatea semnalului de la ieşire.

Începem analiza cu **demodulatorul.** Aplicînd tehnica de analiză descrisă la modulatorul cu vibrator fără transformator se obțin pentru *cîștigul* A_D al demodulatorului și pentru *rezistența sa de ieșire* R_{oD} următoarele expresii:

$$A_D = \frac{E_o}{E_3} = (1 - x)\frac{R_3}{R_3 + xR_{oA}}; \tag{3.169}$$

$$R_{oD} = R_3 \frac{R_3 + R_{oA}}{R_3 + xR_{oA}}. \tag{3.170}$$

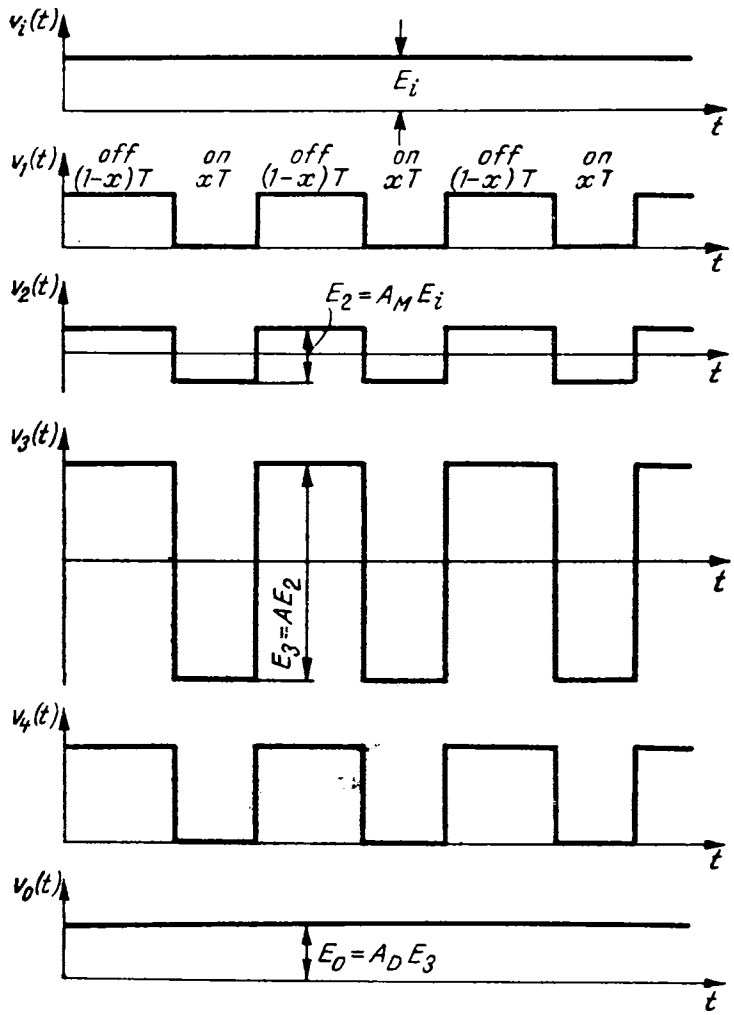


Fig. 3.108. Formele de undă care ilustrează funcționarea schemei din figura 3.107.

Observînd că în mod obișnuit $R_{oA} \ll R_3$ și că, tipic, $x = 1/2$ rezultă

$$A_D \cong \frac{1}{2}; \tag{3.171}$$

$$R_{oD} \cong R_3. \tag{3.172}$$

Pentru **modulator și filtrul de intrare** analiza se face în două etape urmînd aceeași tehnică de lucru ca cea descrisă la modulatorul cu vibrator fără transformator. La început se consideră modulatorul singur (luînd ca tensiune de intrare tensiunea de pe capacitorul C_1) și se determină *cîștigul*

$$A'_M = \frac{E_2}{V_2} = \frac{R_{iA}}{xR_2 + R_{iA}}, \tag{3.173}$$

relație în care V_2 este tensiunea medie de pe capacitorul C_1, și *rezistența de intrare în modulator*

$$R'_{iM} = \frac{V_2}{\text{curentul mediu absorbit}} = \frac{R_2}{x} \cdot \frac{xR_2 + R_{iA}}{R_2 + R_{iA}}. \tag{3.174}$$

Luînd acum în considerare ansamblul filtru și modulator, prezența modulatorului se echivalează din punctul de vedere al filtrului prin rezistența de intrare R'_{iM}. *Cîștigul* A_M și *rezistența de intrare* R_{iM} a *ansamblului filtru-modulator* vor fi date de:

$$A_M = \frac{E_2}{E_i} = A'_M \frac{V_2}{E_i} = \frac{1}{1 + x\left(\frac{R_1 + R_2}{R_{iA}} + \frac{R_1}{R_2}\right)}; \tag{3.175}$$

$$R_{iM} = R_1 + R'_{iM} = R_1 + \frac{R_2}{x} \frac{xR_2 + R_{iA}}{R_2 + R_{iA}}. \tag{3.176}$$

Observînd că în mod obișnuit $R_{iA} \gg R_1, R_2$ și că de obicei $R_1 = R_2 = R$ se obține

$$A_M = \frac{1}{1 + x}; \tag{3.177}$$

$$R_{iM} = R_1 + \frac{R_2}{x} = R \frac{1 + x}{x}. \tag{3.178}$$

Deoarece, valoarea tipică a factorului de umplere x este 1/2, rezultă

$$A_M = \frac{2}{3}, \tag{3.179}$$

$$R_{iM} = 3R. \tag{3.180}$$

Pentru **întreg amplificatorul cu modulare-demodulare** se obține pentru *amplificarea globală* valoarea

$$A_c = A_M \times A \times A_D = \frac{1 - x}{1 + x} A = \frac{1}{3} A. \tag{3.181}$$

Rezistențele de intrare, R_{ic}, și *de ieșire*, R_{oc}, ale amplificatorului cu modulare-demodulare sînt chiar rezistența de intrare în ansamblul filtru-modulator

$$R_{ic} = R_{iM} = R_1 + 2R_2, \tag{3.182}$$

respectiv rezistența de ieșire a demodulatorului

$$R_{oc} = R_{oD} = R_3. \tag{3.183}$$

● **Funcționarea amplificatorului cu modulare-demodulare real.** În toată această analiză, comutatoarele care efectuează operația de modulare și demodulare au fost presupuse ideale. În realitate, orice tip de comutator — in-

diferent de modul său de realizare — este caracterizat de o schemă echivalentă care în general conține tensiuni și curenți reziduali, rezistențe, toate fiind afectate de o derivă în timp și temperatură.

Aceste elemente parazite asociate comutatorului nu pun probleme *pentru demodulator*, deoarece în acest punct al schemei se operează cu nivele mari de semnal și ca urmare erorile introduse de elementele parazite sînt efectiv neglijabile.

În ceea ce privește *modulatorul* — unde se operează la nivele mici de semnal — trebuie observat că elementele parazite determină în cele din urmă nivelul minim de semnal care poate fi prelucrat de amplificatorul cu modulare-demodulare. Pentru a putea determina nivelul minim de semnal, trebuie particularizat (specificat) modulatorul. De exemplu, pentru modulatorul realizat cu tranzistor bipolar s-a arătat că la ieșirea din modulator valoarea vîrf la vîrf a semnalului este

$$V_{2vv} = \frac{R_L}{R_L + xR'_S}\left[\frac{R}{R + R_S} v_1 - E_R - IR'_S\right] \quad \text{(v. rel. 3.165)};$$

este evident că peste contribuția dată de semnalul util (termenul proporțional cu v_1) se suprapune tensiunea reziduală E_R și căderea de tensiune IR'_S determinată de curentul rezidual. Valoarea minimă a semnalului v_1 va fi limitată practic de mărimea $E_R + IR'_S$ și de driftul ei cu temperatura și timpul.

○ **Concluzia** care rezultă este directă : *caracteristicile de intrare ale unui amplificator cu modulare-demodulare* (curent de polarizare, tensiune de ofset, driftul curentului de polarizare și al tensiunii de ofset cu temperatura și timpul, rezistența de intrare) *sînt determinate în esență de caracteristicile modulatorului utilizat.*

● În ceea ce privește **răspunsul tranzitoriu al unui amplificator cu chopper la un salt treaptă al tensiunii de la intrare,** trebuie observat că el este dat cu bună aproximație de filtrul de la ieșire. De exemplu, ținînd cont de această observație, funcția de transfer $a(s) = v_o(s)/v_i(s)$ pentru amplificatorul cu chopper din figura 3.107 va avea expresia

$$a(s) = \frac{A_c}{1 + sR_3C_4}, \qquad (3.184)$$

unde A_c este cîștigul în c.c. calculat anterior.

Deoarece filtrul trece-jos de la ieșire trebuie să aibă frecvența corespunzătoare la -3 dB, $1/2\,\pi R_3C_4$, mult mai mică decît frecvența de comutare (tipic de 10...100 ori), pentru constanta de timp R_3C_4 se obțin valori de ordinul zeci-sute de milisecunde ; ca urmare, amplificatorul cu chopper este lent, răspunsul său tranzitoriu la un salt treaptă al semnalului de la intrare avînd valori tipice de sute de ms—s.

3.3.3. AMPLIFICATORUL STABILIZAT CU CHOPPER*

Denumirea de „amplificator stabilizat cu chopper" reprezintă formularea utilizată curent pentru descrierea unei tehnici de circuit care face apel la un amplificator cu chopper (mai general — cu modulare-demodulare)

* Această tehnică de circuit apare în literatură și sub numele de *metoda Goldberg*, după numele celui care a propus-o [E. A. Goldberg, „Stabilization of Wideband Amplifiers for Zero and Gain, R.C.A. Review, June 1950, p. 298].

pentru a îmbunătăți performanțele de curent continuu ale unui alt amplificator, de bandă mult mai largă.

Schema de principiu este ilustrată în figura 3.109. Amplificatorul care urmează a fi „stabilizat", A_m, este un amplificator de bandă mai largă, cu performanțe de c.c. la intrare modeste. Amplificatorul cu chopper este de bandă îngustă, însă cu performanțe mult mai bune în c.c. Se observă că, în esență, semnalul de intrare este amplificat pe două căi diferite în funcție de frecvența sa. În c.c. și la frecvențe joase amplifică A_c, iar la frecvențe înalte A_m. Desigur, există și o bandă îngustă la frecvențe intermediare în care amplifică atît A_c, cît și A_m. Ca urmare, performanțele de frecvență (sau de regim tranzitoriu) sînt date de A_m, iar cele de c.c. — de A_c.

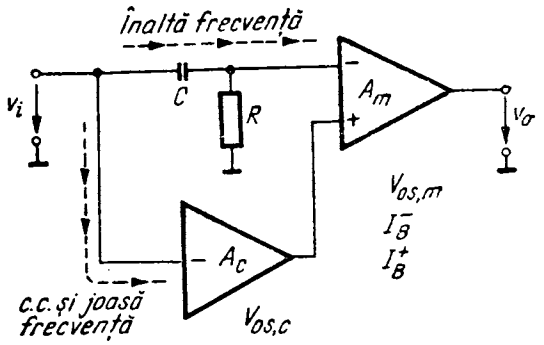


Fig. 3.109. Schema de principiu a unui amplificator stabilizat cu chopper.

Eroarea dată de tensiunea de ofset și de curenții de polarizare ai amplificatorului A_m este redusă la o valoare neglijabilă deoarece porțiunea de c.c. din semnal este amplificată înainte de a fi combinată cu porțiunea de c.a. din semnal. Într-adevăr, din inspecția figurii 3.109 rezultă expresia tensiunii de ofset a amplificatorului stabilizat:

$$V_{OS} = V_{OS,c} + \frac{V_{OS,m} - I_B^- R + I_B^+ R_{os,c}}{A_c} \cong V_{OS,c}. \qquad (3.185)$$

Deoarece A_c poate fi făcută suficient de mare (de altfel, în mod curent se alege $R = R_{o,c}$, ceea ce micșorează suplimentar termenul introdus de amplificatorul A_m, care devine $V_{OS,m} - I_{OS,m}R$).

Curentul de polarizare la intrarea amplificatorului stabilizat este dat de rezistența de intrare a modulatorului și de curentul de fugă al capacitorului C.

Driftul tensiunii de ofset este dat în esență de driftul tensiunii de ofset a amplificatorului cu chopper.

La intrare, amplificatoarele stabilizate cu chopper oferă următoarele valori tipice ale parametrilor de c.c.: tensiunea de ofset $\pm$ 25 μV, driftul tensiunii de ofset 0,1 μV/°C, driftul curentului de ofset 0,5 pA/°C.

3.3.4. DEMODULATOARE DE MĂSURARE

Demodulatoarele de măsurare se împart în două categorii mari: *nesensibile la fază* și *sensibile la fază*.

3.3.4.1. Detectoarele nesensibile la fază

Aceste detectoare oferă la ieșire un semnal proporțional cu valoarea medie, de vîrf sau eficace a semnalului de la intrare.

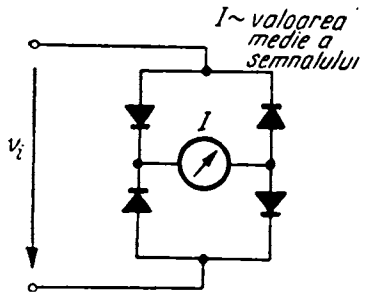


Fig. 3.110. Detector de valoare medie.

a. *Detectoare de valoare medie*

● Un detector de valoare medie îl constituie **puntea de diode*** (fig. 3.110) Dezavantajul acestei scheme constă în neliniaritatea care se accentuează spre valori mici ale semnalului, comparabile cu dublul tensiunii de deschidere a diodelor (aproximativ 0,5 V . . . 1V).

● **Detector de valoare medie „fără prag".** Un circuit care elimină acest dezavantaj este ilustrat în figura 3.111. Ideea pe care se bazează funcționarea circuitului poate fi urmărită în figura 3.112. Amplificatorul operațional AO_1, rezistoarele R_1, diodele D_1 și D_2 formează un redresor de precizie. Pentru tensiuni de intrare pozitive dioda D_1 este deschisă, bucla de

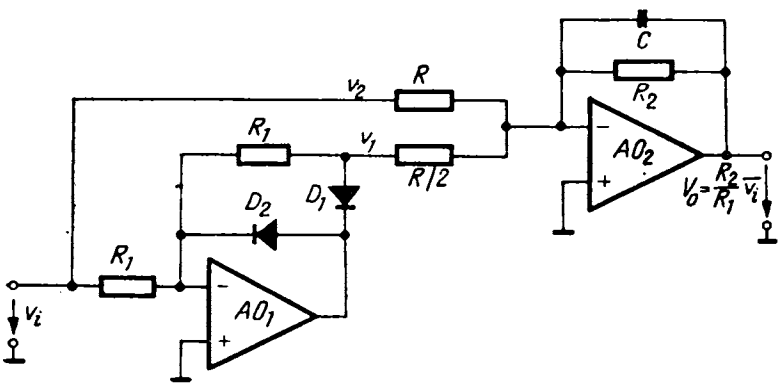
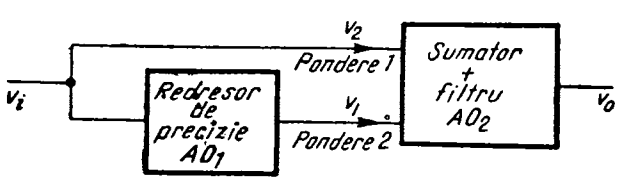


Fig. 3.111. Detector de valoare medie „fără prag".



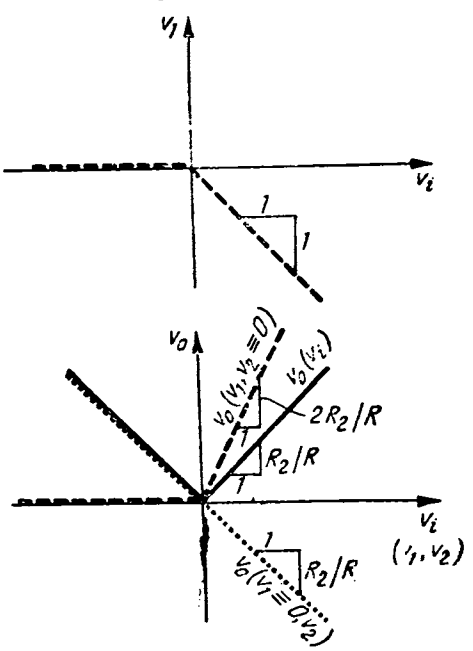


Fig. 3.112. Schema bloc a circuitului din figura 3.111 și caracteristicile care îi descriu funcționarea.

* Uneori se întîlnește și denumirea de *punte Graetz.*

reacție se închide și se obține o conexiune de tip inversor cu cîștigul egal cu —1. Pentru tensiuni de intrare negative dioda D_1 este blocată, tensiunea v_1 este nulă. Dioda D_2 se deschide, limitînd excursia pozitivă de tensiune la ieșirea AO_1 la o valoare de aproximativ +0,6 V, ceea ce conduce la o mărire a frecvenței maxime de lucru a redresorului de precizie.

Presupunînd pentru moment că în schemă nu există capacitorul C, se observă că amplificatorul AO_2 lucrează ca un sumator, semnalul v_1 avînd o pondere dublă față de semnalul v_2. Compunerea caracteristicilor de transfer $v_o(v_1,\ v_2 \equiv 0)$ și $v_o(v_1 \equiv 0,\ v_2)$ duce la o caracteristică

$$v_o = \frac{R_2}{R_1} \mid v_i \mid , \tag{3.186}$$

în conformitate cu figura 3.112. Se recunoaște o caracteristică de tip redresor dublă alternanță. Capacitorul C taie cîștigul la frecvențe ridicate al sumatorului, exercitînd o acțiune de filtrare care face ca la ieșire să se obțină o tensiune proporțională cu valoarea medie a semnalului de la intrare. Condiția ca filtrarea să fie eficientă este ca $R_2C \gg 1/2\pi f$, unde f este frecvența semnalului de la intrare.

b. *Detectoare de vîrf*

● **Detectorul de vîrf tipic** este ilustrat în figura 3.113. Căderea de tensiune pe dioda D face ca valoarea tensiunii de pe capacitorul C să fie diferită de valoarea de vîrf a semnalului; erori suplimentare introduce și rezistența de intrare a blocului care urmează detectorului de vîrf.

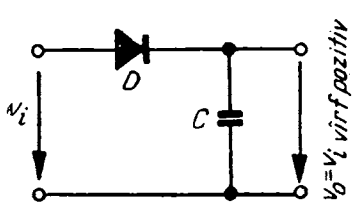


Fig. 3.113. Detector de vîrf.

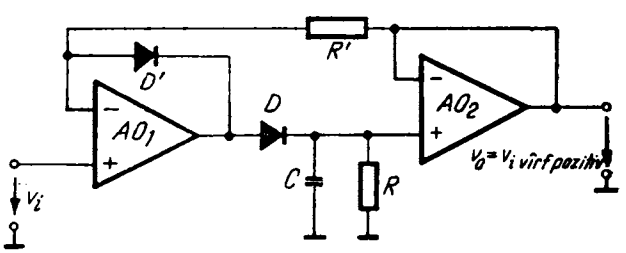


Fig. 3.114. Detector de vîrf cu amplificatoare operaționale.

● **Detector de vîrf cu amplificatoare operaționale.** Aceste dezavantaje sînt eliminate, făcîndu-se apel la scheme mai complexe, de exemplu ca aceea din figura 3.114. Se folosesc două amplificatoare operaționale conectate într-o buclă; unul (AO_1) asigură impedanța mare de intrare, iar celălalt (AO_2) permite încărcarea detectorului de vîrf cu sarcini relativ mari fără să producă o degradare a valorii tensiunii de c.c. de la ieșire. Conectarea în buclă a celor două amplificatoare asigură — pînă în momentul atingerii valorii de vîrf pozitive — egalitatea între tensiunea de la intrare, tensiunea pe capacitorul C și tensiunea de la ieșire. Influența căderii de tensiune pe dioda D (care

în această situație este deschisă) este eliminată ; datorită reacției, tensiunea de ieșire din amplificatorul AO_1 se așază la acea valoare care corespunde realizării egalității dintre tensiunea de intrare și tensiunea de pe capacitor. După atingerea vîrfului, dioda D se blochează și valoarea de vîrf apare la ieșire prin repetorul realizat cu amplificatorul AO_2. Dioda D' se deschide limitînd excursia de tensiune negativă la ieșirea amplificatorului AO_1 ; rezistorul R' izolează ieșirea schemei de ieșirea din AO_1, izolare absolut necesară în starea în care D' conduce.

Evident, constanta de timp RC trebuie să fie mult mai mare decît perioada semnalului măsurat.

c. *Detectoare de valori eficace*

Detectoarele de valori eficace cunosc multiple moduri de realizare.

O modalitate des întîlnită în cazul semnalelor sinusoidale este de a face de fapt o măsurare a valorii medii sau de vîrf și de a etalona aparatul în valori eficace. Evident, această abordare devine total incorectă în cazul unor semnale nesinusoidale, de diverse forme, la care legătura între valoarea medie sau de vîrf și valoarea eficace nu mai este exprimată prin factori de conversie constanți.

Detectoarele de valori eficace care vor fi descrise în continuare sînt *„adevărate"*, în sensul că oferă la ieșire un semnal proporțional cu valoarea eficace a semnalului de la intrare independent de forma sa.

● **Detectoare bazate pe calcul analogic.** Un prim tip de scheme (fig. 3.115 și 3.116) calculează analogic valoarea eficace. În schema din figura 3.115 se realizează un calcul direct, *utilizîndu-se multiplicatoare analogice*, iar în schema din figura 3.116 se adoptă un calcul implicit utilizîndu-se pentru realizarea funcției de transfer $(-X^2/Z)$ *un convertor multifuncțional*, ca cel descris în § 3.1.8, sau abordări directe bazate pe tehnici de logaritmare și exponențiere.

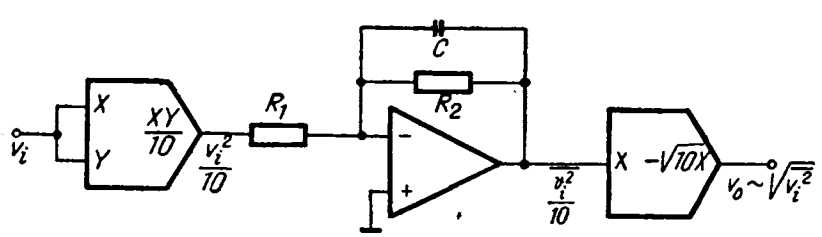


Fig. 3.115. Detector de valoare eficace, bazat pe calcul analogic, cu multiplicatoare.

Un calcul simplu (presupunînd amplificatorul operațional ideal) arată că ecuația diferențială care descrie funcționarea ambelor scheme este

$$v_o^2 + \tau \frac{dv_o^2}{dt} = \frac{R_2}{R_1} v_i^2 \qquad (3.187)$$

constanta de timp τ avînd expresia

$$\tau = R_2C_1 \text{ pentru schema din figura 3.115} \qquad (3.188)$$

și

$$\tau = \frac{1}{2} R_2C_1 \text{ pentru schema din figura 3.116.} \qquad (3.189)$$

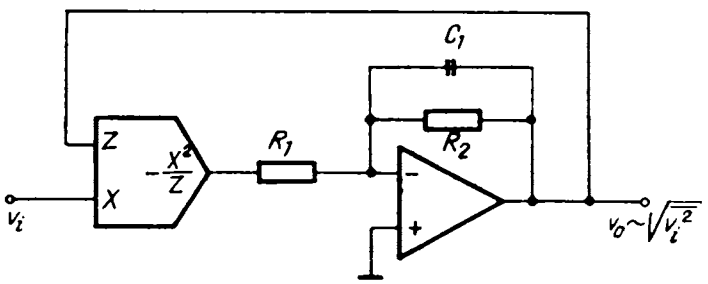


Fig. 3.116. Detector de valoare eficace, bazat pe calcul analogic, implicit.

Dacă perioada semnalului de la intrare este mult mai mică decît constanta de timp τ, pentru ambele scheme rezultă că

$$v_o = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \cdot \sqrt{\overline{v_i^2}} \,.$$

● Un al doilea tip de scheme de **detectoare de valori eficace utilizează o conversie a energiei semnalului de măsurat în căldură** ; căldura degajată se compară cu căldura degajată de un semnal compensator de curent continuu de valoare cunoscută sau de un curent alternativ sinusoidal de frecvență suficient de joasă și a cărui valoare eficace se poate determina relativ simplu. Dacă cele două călduri sînt egale, rezultă că și valorile eficace ale semnalului măsurat și ale semnalului compensator sînt egale. Acest principiu de măsurare permite realizarea unor detectoare de valori eficace de bandă largă.

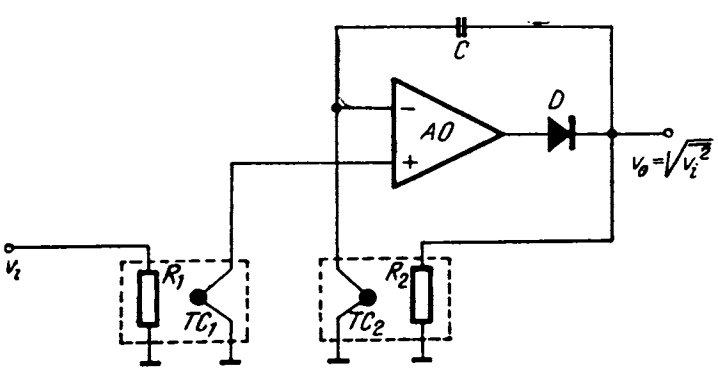


Fig. 3.117 Detector de valoare eficace care se bazează pe conversia energiei semnalului electric în căldură.

O schemă în care se aplică această metodă de măsurare este indicată în figura 3.117. Conversia în căldură a semnalului de intrare se realizează prin intermediul puterii disipate în rezistorul R_1, iar cea a semnalului compensator — prin intermediul puterii disipate în rezistorul R_2. Cantitatea de căldură

se determină prin variația de temperatură pe care o produce, determinată de termocuplul TC_1, respectiv de TC_2. Ansamblul rezistență de încălzire — termocuplu se numește *termoelement*. Cele două termoelemente (R_1, TC_1) și (R_2, TC_2) sînt pereche.

O dată cu aplicarea semnalului la intrare, în R_1 se disipă căldură. Temperatura termoelementului (R_1, TC_1) crește și la ieșirea termocuplului TC_1 rezultă o creștere de tensiune care determină creșterea tensiunii de ieșire din amplificatorul AO, deci o mărire a curentului (și a puterii disipate) prin R_2. Temperatura termoelementului (R_2, TC_2) crește și la ieșirea termocuplului TC_2 se obține o tensiune care crește pînă în momentul în care temperaturile celor două termoelemente sînt egale, deci sînt egale și puterile disipate și valorile eficace ale semnalului de la intrare și a semnalului compensator reprezentat de tensiunea de la ieșire v_o:

$$v_o = \sqrt{\overline{v_i^2}}.$$

Deoarece în rezistorul R_2 s-ar disipa putere indiferent de polaritatea tensiunii de ieșire v_o, în circuit se introduce dioda D care permite închiderea buclei de reacție numai pentru valori pozitive ale tensiunii de la ieșire. Capacitorul C se utilizează atît pentru compensarea în frecvență, cît și pentru netezirea tensiunii de la ieșire la valori joase ale frecvenței semnalului de la intrare pentru care inerția termică a termoelementelor este prea mică pentru a mai putea avea un efect integrator.

Detectoarele de valori eficace își găsesc o largă aplicabilitate în domeniile în care este necesar să măsurăm puterea unui semnal.

3.3.4.2. Detectoare sensibile la fază

Principala caracteristică a unui detector sensibil la fază este aceea că oferă la ieșire un semnal care depinde de defazajul dintre semnalul de intrare și un semnal de referință.

Utilizarea detectoarelor sensibile la fază permite să se rezolve problema detectorului de echilibru pentru punțile și circuitele de compensare în curent alternativ, deoarece un asemenea detector reacționează la semnul variației mărimii măsurate. De asemenea, alegerea convenabilă a fazei semnalului de referință poate duce la obținerea unei sensibilități nule a detectorului față de o anumită componentă parazită a tensiunii de dezechilibru a unei punți de c.a. (v. § 3.7.4); aceasta înseamnă de fapt eliminarea acelei componente și deci implicit reducerea erorii de măsurare.

● **Detectoare sensibile de fază cu vibrator electromagnetic.** Schema de principiu a unui astfel de detector este dată în figura 3.118, iar formele de undă corespunzătoare — în figura 3.119. Presupunînd, pentru a fixa ideile, că situația de contact închis se realizează pentru alternanța pozitivă a semnalului de referință valoarea medie I, a curentului i este:

$$I = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} \frac{V_x}{R_S}\sin(\omega t - \varphi)\,\mathrm{d}(\omega t) = \frac{1}{\pi}\cdot\frac{V_x}{R_S}\cos\varphi, \qquad (3.190)$$

rezultat care pune în evidență — după cum arată și o analiză directă a formelor de undă din figura 3.119 — dependența de defazajul dintre v_x și v_R a valorii medii a curentului prin instrument. Sensibilitatea acestui tip de detector sensibil la fază este maximă pentru $\varphi = 0$ și 2π și nulă pentru $\varphi = \pm \pi$.

Detectorul sensibil la fază cu vibrator electromagnetic asigură nivelul minim de tensiuni și curenți de eroare, valorile tipice fiind sub 1 μV, respectiv

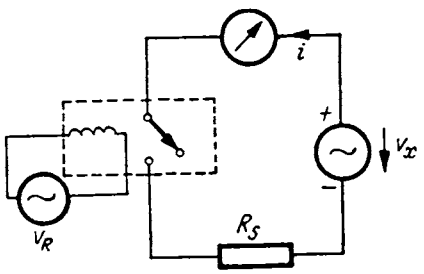


Fig. 3.118. Schema de principiu a unui detector sensibil la fază cu vibrator electromagnetic.

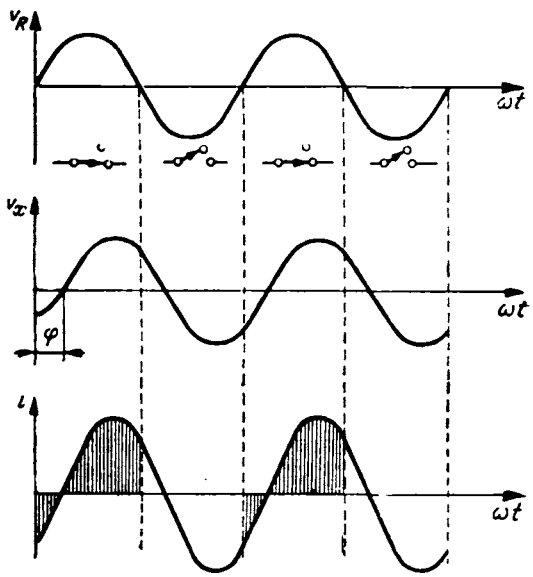


Fig. 3.119. Formele de undă corespunzătoare schemei din figura 3,116.

1 nA. Frecvența de lucru limitată și faptul că are piese în mișcare (ceea ce implică operații de reglaj și întreținere relativ dese) constituie două dezavantaje majore pentru acest tip de detector sensibil la fază.

● **Detectoare sensibile la fază cu diode și tranzistoare.** Schema de principiu din figura 3.118 se poate implementa înlocuind vibratorul electromagnetic cu un comutator realizat cu diode sau tranzistoare.

Detector cu diode. Schema este dată în figura 3.120. În alternanța pozitivă a semnalului de referință (presupus dreptunghiular), diodele D_1, D_2 sînt polarizate direct; prin circuitul sursei v_x circulă un curent i. Tensiunea pe dioda D_1 este $V_R + V_x \sin(\omega t - \varphi)$, iar pe dioda D_2, $V_R - V_x \sin(\omega t - \varphi)$; rezultă condiția ca cele două diode să fie bine deschise: $V_x \ll V_R$ (în general se ia $V_x < V_R/10$). În alternanța negativă a semnalului de referință, cele două diode sînt blocate, iar curentul i este nul.

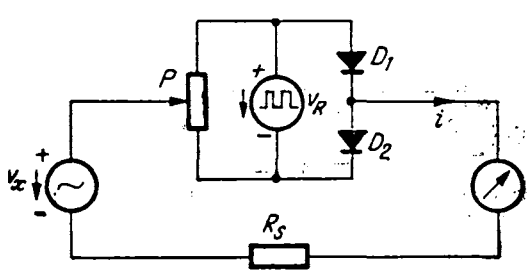


Fig. 3.120. Detector sensibil la fază cu diode.

Deoarece diodele D_1 și D_2 nu pot fi identice, puntea formată din diode și cele două părți ale potențiometrului nu este în general echilibrată față de

tensiunea v_R. Ca urmare, chiar dacă $v_x = 0$, poate apărea un curent de eroare determinat de tensiunea v_R. Pentru a elimina această situație, detectorul se echilibrează stabilind condiția $v_x \equiv 0$: se mișcă cursorul potențiometrului P pînă în momentul în care $i \equiv 0$.

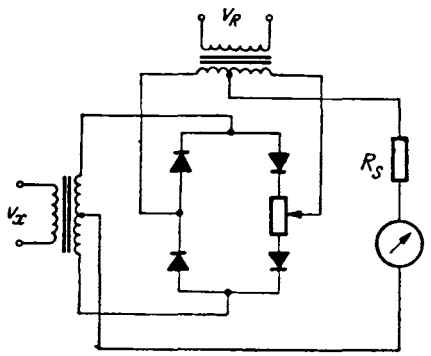


Fig. 3.121. Detector sensibil la fază „în inel".

Relația care dă valoarea medie a curentului prin instrument este identică cu cea dedusă în cazul detectorului sensibil la fază cu vibrator electromagnetic.

Mărirea de două ori a sensibilității detectorului sensibil la fază cu diode descris anterior se realizează făcîndu-l să lucreze dublă-alternanță. O schemă tipică o constituie **detectorul sensibil la fază „în inel"** (fig. 3.121).*

Utilizarea tranzistorului bipolar pe post de comutator conduce la detectorul sensibil de fază elementar din figura 3.122. În cazul în care defazajul dintre v_x și v_R este nenul, starea de conducție sau blocare a tranzistorului nu este determinată numai de faptul că sursa v_R polarizează direct sau invers joncțiunea emitor-bază. Într-adevăr, pentru valori instantanee pozitive ale tensiunilor v_x și v_R, dacă valoarea v_x depășește valoarea lui v_R emitorul devine negativ față de bază. În această situație emitorul și colectorul își schimbă între ei funcțiunile și tranzistorul conduce, funcționînd în regiunea activă inversă. Rezultă că schema din figura 3.122 se poate întrebuința numai dacă defazajul este invariabil nul sau dacă — independent de fază — valoarea de vîrf a tensiunii de referință este mult mai mare decît cea a tensiunii v_x.

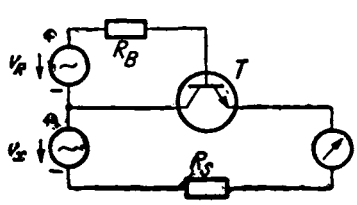


Fig. 3.122. Detector sensibil la fază cu tranzistor.

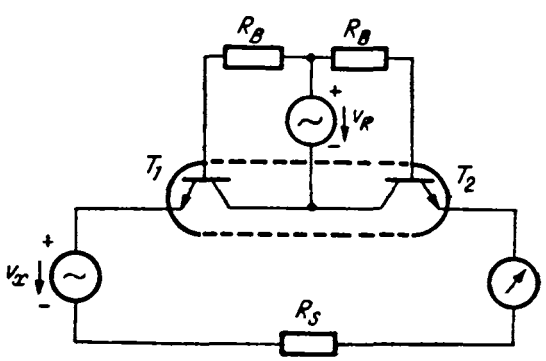


Fig. 3.123. Detector sensibil la fază cu tranzistoare în opoziție.

O soluție pentru această problemă o constituie **înserierea a două tranzistoare** legate din punctul de vedere al căii emitor-colector **în opoziție** (fig. 3.123). Circuitele de bază sînt comandate în paralel de tensiunea de referință v_R.

* Denumirea *„în inel"* vine de la faptul că — spre deosebire de o punte redresoare — parcurgînd bucla celor patru diode, toate diodele sînt orientate în același sens.

Detectoarele sensibile la fază cu *diode* sînt relativ simple și ieftine. Tensiunile reziduale sînt de ordinul 1...10 mV, putînd avea variații importante la variația temperaturii. Realizarea detectorului cu tranzistoare coboară nivelul tensiunilor și curenților reziduali cu pînă la două ordine de mărime. Un dezavantaj comun ambelor moduri de realizare îl constituie cuplajul parazit care poate apărea între calea de semnal și calea semnalului de referință.

● **Detectoare sensibile la fază cu celulă Gilbert*.** O aplicație interesantă, extrem de răspîndită în prezent — mai ales în realizările monolitice — a celulei Gilbert o constituie detecția sensibilă la fază.

Schema de principiu a unei celule Gilbert este indicată în figura 3.124. Detectorul sensibil la fază se realizează conectînd după o celulă Gilbert la care $v_1 = v_x$ (tensiunea de semnal) și $v_2 = v_R$ (tensiunea de referință) un filtru trece-jos care oferă la ieșire componenta medie, V_o, a tensiunii v_o.

Sînt posibile două moduri de lucru. Un prim mod de lucru se caracterizează prin aceea că *ambele semnale* v_1, v_2 *sînt mult mai mari decît tensiunea termică* V_T. În aceste condiții se va putea presupune că tranzistoarele $T_1, \ldots, T_6$ lucrează ca niște comutatoare. De asemenea, vom presupune tensiunile v_1, v_2 dreptunghiulare, deoarece dacă amplitudinea semnalului este mare

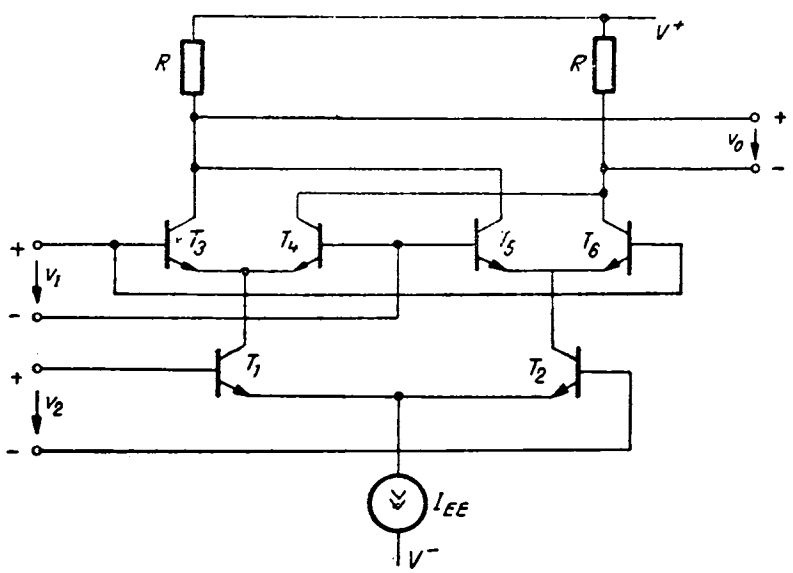


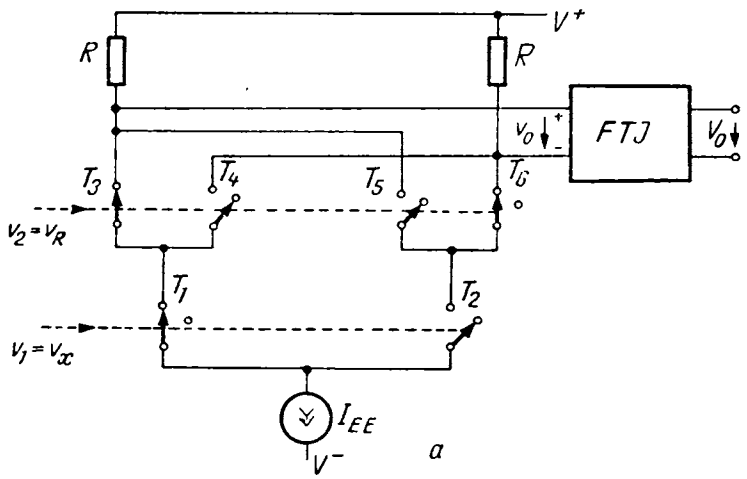
Fig. 3.124. Schema de principiu a celulei Gilbert.

forma reală a semnalului este fără importanță, tranzistoarele celulei comutînd practic la trecerea prin zero a semnalului. Schema de principiu a unui astfel de detector sensibil la fază împreună cu formele de undă caracteristice sînt indicate în figura 3.125 (comutatoarele $T_1, \ldots, T_6$ au fost desenate în poziția corespunzătoare situației $v_R > 0$, $v_x > 0$).

* De multe ori se utilizează și denumirea de *detectoare sensibile la fază cu comutare în curent.*

Expresia valorii medii a tensiunii de la ieşire, V_0, rezultă imediat prin considerarea ariilor haşurate pe forma de undă a tensiunii v_0, în figura 3.125,*b* :

$$V_0 = -\left[RI_{EE}\frac{\pi-\varphi}{\pi} - RI_{EE}\frac{\varphi}{\pi}\right] = RI_{EE}\left(\frac{2\varphi}{\pi} - 1\right). \qquad (3.191)$$



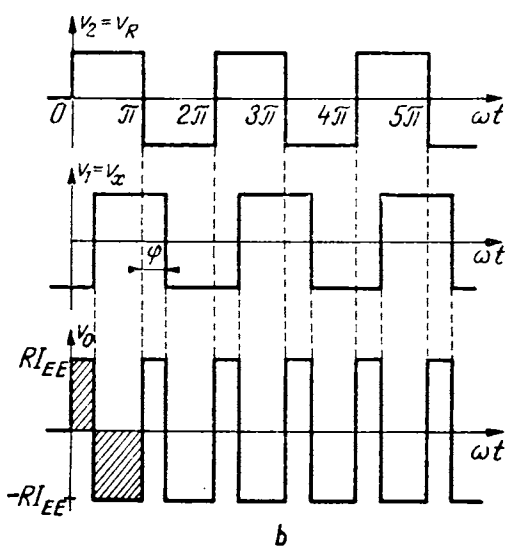


Fig. 3.125. Detector sensibil la fază cu celulă Gilbert în care toate tranzistoarele lucrează blocat-saturat. *(a)* Schema de principiu. *(b)* Formele de undă.

Este interesant de remarcat că în acest caz se obţine o dependenţă liniară a tensiunii de la ieşirea detectorului sensibil la fază în funcţie de defazaj.

Un al doilea mod de lucru se caracterizează prin aceea că *semnalul* $v_2 = v_R$ *este mare faţă de* V_T — deci tranzistoarele $T_3, \ldots, T_6$ lucrează în comutaţie — *iar semnalul* $v_1 = v_x$ *este mic faţă de* V_T — deci curentul tranzistoarelor T_1, T_2 va fi liniar dependent de tensiunea bază-emitor. Schema de principiu a unui astfel de detector sensibil la fază împreună cu formele de undă caracteristice sînt indicate în figura 3.126 (comutatoarele $T_3 \ldots, T_6$ şi cu-

renții prin T_1, T_2 s-au desenat în starea corespunzătoare situației $v_R > 0$, $v_x > 0$). Valoarea medie a tensiunii la ieșire este dată de relația

$$V_o = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} 2\,\frac{1}{2}\,g_m R \sin(\omega t - \varphi)\,\mathrm{d}(\omega t) = -\frac{2}{\pi}\,g_m R V_x \cos\varphi, \quad (3.192)$$

unde g_m este transconductanța tranzistoarelor T_1, T_2 pentru un curent de colector egal cu $I_{EE}/2$.

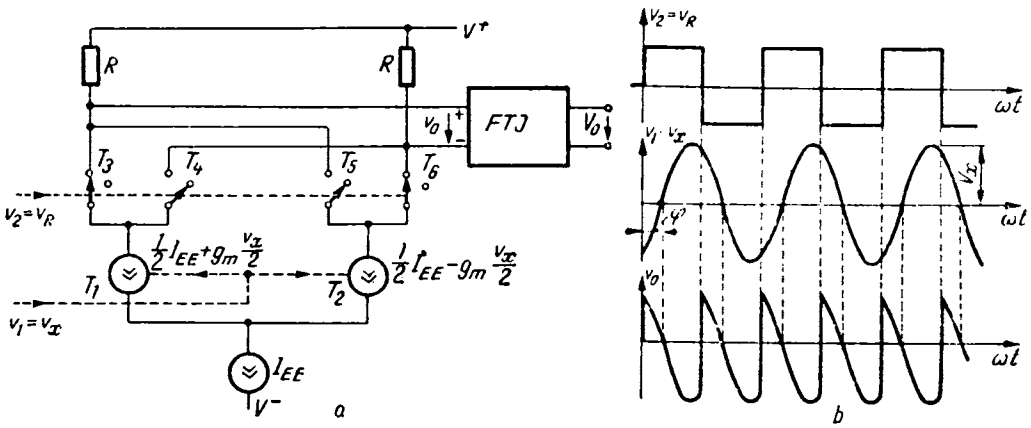


Fig. 3.126. Detector sensibil la fază cu celulă Gilbert în care numai tranzistoarele $T_3 \ldots T_6$ lucrează blocat-saturat. *(a)* Schema de principiu. *(b)* Formele de undă.

○ **De observat că** în acest caz valoarea medie a tensiunii de la ieșire depinde neliniar de defazaj și în plus depinde și de amplitudinea semnalului de intrare.

● **Servomotorul bifazat reversibil ca detector sensibil la fază.** Detecția sensibilă la fază se realizează uneori cu ajutorul unui servomotor bifazat reversibil comandat de un amplificator alimentat în c.a. de la aceeași rețea care alimentează și servomotorul ; sensul de rotație al servomotorului depinde de relația de fază existentă între tensiunea de la intrarea amplificatorului și tensiunea de alimentare a motorului.

Această soluție se întîlnește în mod curent în realizarea detectoarelor sensibile la fază din servomecanismele de echilibrare a punților și compensatoarelor automate. O schemă de principiu este dată în figura 3.127.

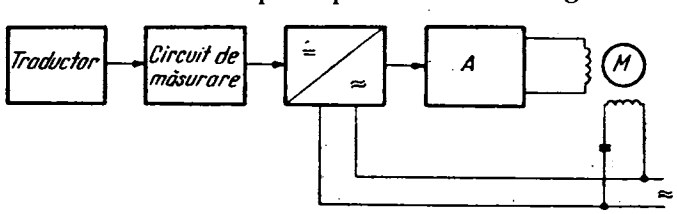


Fig. 3.127. Servomotorul bifazat *(M)* utilizat ca detector sensibil la fază.

3.4. MULTIPLEXOARE ȘI DEMULTIPLEXOARE ANALOGICE

În sistemele de măsurare moderne, care ating o rată a măsurărilor de $10^5 \ldots 10^6 s^{-1}$, în care mărimile măsurate sînt relativ lent variabile ($10^2 \ldots 10^3$ Hz) și numărul variabilelor măsurate este mare, se poate obține o reducere

drastică a costului sistemului, atît pentru partea de măsurare folosind multiplexoarele (*MUX*), cît şi pe partea de acţionare folosind demultiplexoarele (*DEMUX*).

Pentru fenomene a căror armonică superioară este 10^4 Hz, conform teoremei eşantionării, informaţia nu se pierde dacă se iau eşantioane periodice la $1/2 \cdot 10^{-4}$ s. Cu un sistem de conversie A/D, pentru măsurare — calculator de proces — conversie D/A, pentru acţionări, lucrînd cu rata $10^6 s^{-1}$ se pot prelucra 50 de canale simultan folosind un singur canal de prelucrare, avînd însă posibilitatea comutării periodice, sincronizate, a intrărilor şi ieşirilor.

Comutările la intrare se realizează de către un multiplexor, care realizează transmiterea şi prelucrarea informaţiei de pe mai multe canale pe un trunchi comun de măsurare—interpretare—decizie.

Comutările la ieşire sînt realizate de un demultiplexor, care dirijează informaţia de la organul de decizie spre fiecare canal executor.

Multiplexarea se poate face prin partajarea benzilor de frecvenţă sau prin partajarea intervalelor de timp. În cele ce urmează se discută despre *MUX—DEMUX cu partajare în timp.*

Un *MUX* este un comutator cu n intrări şi o ieşire, iar un *DEMUX* este un comutator cu o intrare şi m ieşiri, care sînt apelate periodic sau în conformitate cu un algoritm de procesare.

3.4.1. TIPURI DE COMUTATOARE

Comutarea căilor de intrare sau de ieşire se poate realiza printr-o multitudine de comutatoare.

● **Comutatoarele mecanice** de genul selectorului pas-cu-pas au rezistenţe de izolaţie bune, rezistenţe serie mici (0,1...0,5 Ω), tensiuni parazite şi tensiuni de decalaj practic nule, dar sînt lente (comutare la cca 100 ms), consumă energie mare la comutare (1...5 J) şi sînt sensibile la murdărire.

● **Comutatoarele cu relee electromagnetice** au aceleaşi avantaje şi, în plus, timpi de comutare mai mici (5...50 ms) şi energie la comutare mai mică ($< 10^{-3}$ J). Între acestea există exemplare încapsulate în plastic (DIL) sau în capsule tip TO-5, TO-100. Relee cu contacte pe mercur, independente la poziţie şi funcţionînd la nivele mari de acceleraţii şi vibraţii, în capsule miniaturale, asigură rezistenţe de contact foarte mici (10 mΩ) şi rezistenţe de izolare foarte mari (10^{13} Ω). Execuţia lor etanşă le face insensibile la mediul ambiant.

● **Comutatoarele cu fotorezistenţe** au un raport bun între rezistenţele blocat-deschis (10^7 Ω/10^2 Ω), dar au timpi de răspuns mari ($10^{-3}...10^{-1}$ s) mai ales la blocare. Izolarea între circuitul de comandă şi circuitul de semnal este perfectă.

● **Comutatoarele cu tranzistoare bipolare** au timpi de răspuns foarte mici ($10^{-8}...10^{-7}$ s), energie de comandă mică, dar nu permit izolarea între circuitul de comandă şi circuitul de măsurare (datorită curenţilor de bază, $i_B = i_B - i_C$) şi au un decalaj care este de ordinul milivolţilor pentru conexiunea normală şi poate scădea la 0,1 mV inversînd colectorul cu emitorul.

● **Comutatoarele cu TEC** oferă rezistențe serie de ordinul $1...10^2$ Ω pentru rezistențe de izolație de $10^{10}...10^{12}$ Ω și un consum tipic de energie la comutare de 10^{-8} J. În timp ce comutatoarele TEC-MOS oferă o izolare perfectă între circuitul de comandă și circuitul de trecere a semnalului cel puțin în c.c., comutatoarele TEC cu poartă-joncțiune oferă în general timpi de comutare mai mici și rezistențe serie mai mici, dar o izolare mai slabă datorită joncțiunii poartă-canal.

Tehnologia actuală permite rezolvarea optimă a problemelor de multiplexare cu ajutorul comutatoarelor cu TEC, exceptînd cazurile excepționale cînd se cer rezistențe serie foarte mici sau transferul unor curenți mai mari de 10^{-2} A.

3.4.2. MULTIPLEXOARE CU TEC – MOS

● **Comutator MOS cu canal indus.** Tranzistoarele TEC—MOS asigură prin performanțele lor exigențele celor mai multe situații practice. Datorită izolației dielectrice între canal și poartă, izolarea de c.c. este aproape perfectă între canal și electrodul de comandă ($> 10^{13}...10^{14}\Omega$). Izolarea între circuitul de semnal și circuitul de comandă este mai problematică în procesul de comutare, datorită capacităților C_{GS}, C_{CD}, mai ales atunci cînd rezistențele din circuitul de semnal sînt relativ mari. Impulsul de tensiune de comandă, presupus rectangular, este derivat de condensatoarele din circuitul echivalent simplificat al tranzistorului TEC-MOS din figura 3.128, *a* și se obține o variație a tensiunii de ieșire ca în figura 3.128, *b*. Impulsurile derivate au amplitudine mai mică la TEC-MOS cu tensiune de prag V_p mai mică în modul, pentru care se poate folosi o tensiune de comandă mai mică.

Tranzistoarele TEC-MOS pe siliciu cu orientare cristalină (1—0—0), cu canal *P* în varianta prin îmbogățire, au praguri $V_p = -1{,}8...2{,}5$ V. Rezistența serie a canalului scade de la cca 10^{12} Ω pentru $v_{GS} = 0$, la cca 200 Ω pentru $v_{GS} < 10$ V, permițînd construirea unor comutatoare care, cu tensiune de intrare de 1 V provenită de la o sursă de semnal cu $Z_S < 200$ Ω și cu rezistența de sarcină $Z_L > 10$ kΩ (comutatorul integrat MM 451), asigură la 20 MHz o eroare mai mică decît 1%.

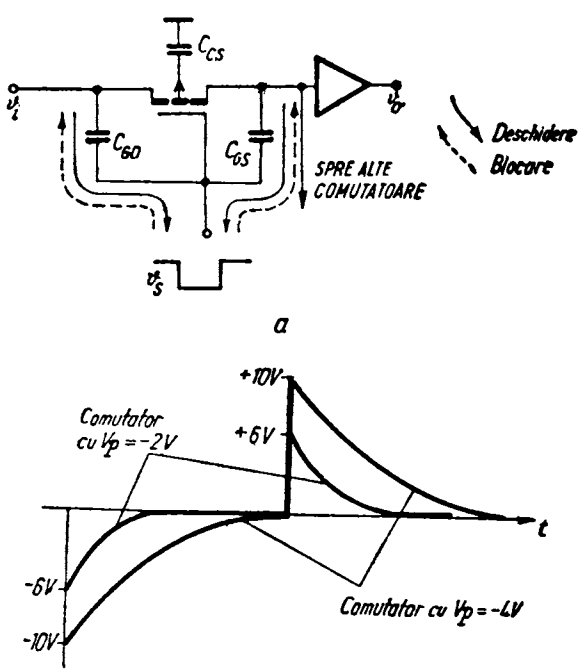


Fig. 3.126. Comutator MOS cu canal indus.

● În figura 3.129 este reprezentat un **multiplexor pentru patru canale,** comandat direct cu semnal TTL pe intrările de selectare a canalului

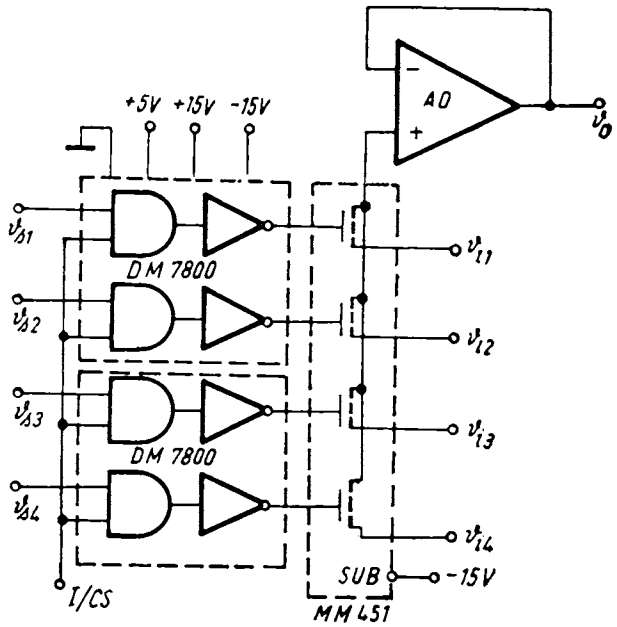


Fig. 3.129. Multiplexor cu comutatoare MOS.

$v_{s1} \ldots v_{s4}$ ale circuitului de translație a nivelului DM 7800, care asigură comanda tranzistoarelor MOS cu tensiuni între -15 V și $+15$V. Între intrarea AO și masă este necesară rezistența R_L (nefigurată explicit) pentru a închide curentul de polarizare a intrării și pentru a micșora constanta de timp de derivare $Z_D = C_{GS} \cdot R_L$. O intrare a circuitelor „$ȘI$" din componența circuitului DM 7800 poate fi folosită pentru inhibarea oricărui canal sau pentru selectarea cipului cum se vede în desen.

3.4.3. COMUTATOARE CU TEC – MOS COMPLEMENTARE (CMOS)

Aceste comutatoare sînt ansambluri de tranzistoare MOS cu canal indus, unul de tip P altul de tip N montate în opoziție (T_3, T_4) și comandate în opoziție prin intermediul inversorului cu T_1, T_2 din figura 3.130, corespunzător uneia dintre cele patru comutatoare din componența circuitului integrat MCM 4016 din fabricația Întreprinderii Microelectronica.

● **Comutatorul CMOS elementar.** O schemă funcțională este reprezentată în figura 3.131, *a*, iar în figura 3.131, *b* — un circuit echivalent simplificat al comutatorului.

În regim static comutatorul poate introduce o atenuare, datorită $r_{DS(ON)} \cong 300\ \Omega$ și o trecere „feedtrough", datorită $r_{DS(OFF)} \cong 10^{10}\ \Omega$ cu efecte neglijabile la o alegere corectă a impedanțelor de sursă și de sarcină (v. fig. 3.132):

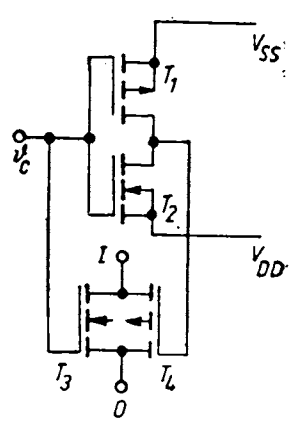


Fig. 3.130. Comutatorul CMOS elementar.

— în stare deschisă

$$v_{os}^{ON} = \frac{z_L}{z_S + r_{DS(ON)} + z_L}\Bigg|_{\substack{z_S = 10^3\Omega \\ z_L = 10^6\Omega}} \quad v_{is} = 0{,}9987\ ; \quad (3.193)$$

— în stare blocată

$$v_{os}^{OFF} = \frac{z_L}{z_S + r_{DS(OFF)} + z_L}\Bigg|_{\substack{z_S = 10^3\Omega \\ z_L = 10^6\Omega}} \quad v_{is} = 10^{-4}, \quad (3.194)$$

ceea ce corespunde unui raport $v_{os}^{ON} / v_{os}^{OFF} = 10^4$ sau 80 dB.

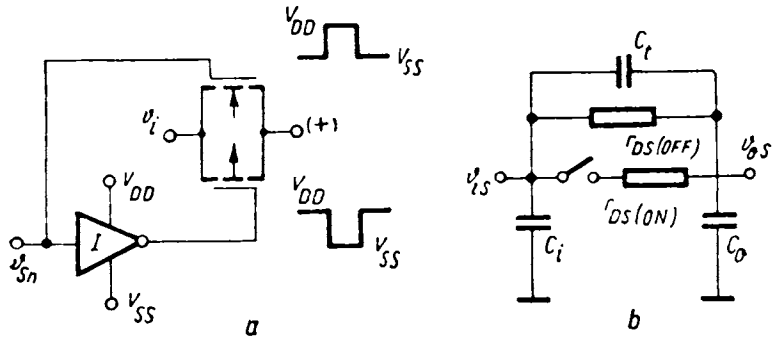


Fig. 3.131. Comutator cu tranzistoare MOS complementare.

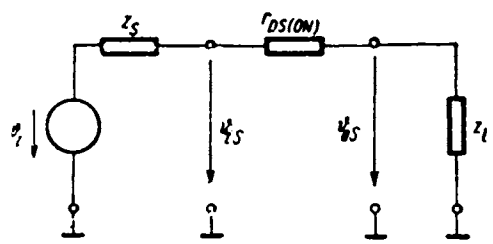
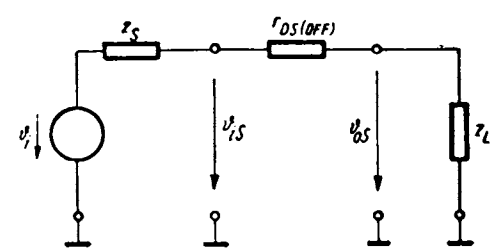


Fig. 3.132. Atenuările în comutatorul MOS.



Pentru $z_s = 50\Omega$, v_{os}^{ON} devine $0{,}99965 \cdot v_i$.

În regim dinamic $C_t + C_o$ în paralel pe z_L, scade factorul de divizare cu impedanța generatorului z_S, pentru comutatorul deschis, sub valoarea din relația (3.193), iar C_t șuntează $r_{DS(OFF)}$ în starea blocată. Totuși, observînd că la MCM 4016 $C_i = 4$ pF, $C_o = 4$ pF, $C_t = 0{,}2$ pF efectul condensatorului C_t se resimte doar pentru z_L de valoare relativ mare. Comutatorul funcționează cu un raport *ON/OFF* de cel puțin 65 dB la 10 kHz cu $z_L = 10$ kΩ.

● În figura 3.133 este reprezentat un **multiplexor cu comutatoare MOS pentru *n* canale,** comutatoarele *K* și inversoarele *I* fiind conform schemei 3.130, cu deosebirea că tensiunea de comandă a comutatorului v_C capătă semnificația unei tensiuni de selecție a canalului $v_{S1} \ldots v_{Sn}$.

○ **Notă.** Prin natura lor simetrică, circuitele de comutare cu tranzistoare TEC-MOS sînt bidirecționale și pot fi la fel de bine utilizate ca *DEMUX*. Desigur, erorile statice sau dinamice depind de impedanțele surselor de semnale z_S și de sarcină z_L ca în relațiile (3.193) (3.194).

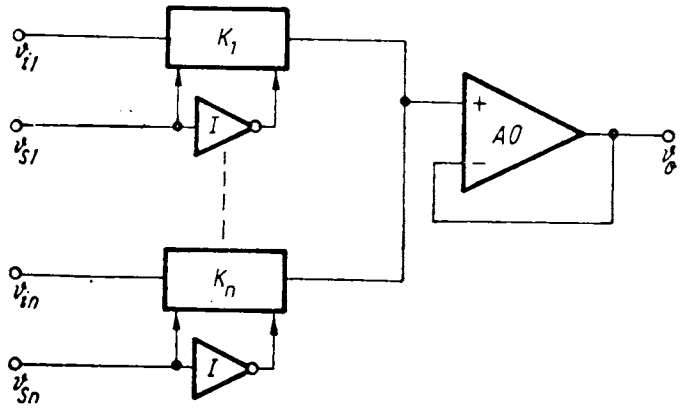


Fig. 3.133. Multiplexor cu comutatoare MOS.

3.4.4. MULTIPLEXOARE CU TEC-J

Tranzistoarele TEC-J, deşi nu au o izolare între circuitul de comandă şi circuitul de semnal prin dielectric, ci printr-o joncţiune care *trebuie menţinută blocată*, au avantajul unor curenţi I_{DSS} mai mari şi, corespunzător al unor rezistenţe $r_{DS(ON)}$ mai mici, pentru tensiuni de prag V_p de ordinul 1...2 V. În regim dinamic, performanţele lor pot fi comparabile sau chiar mai bune decît ale tranzistoarelor TEC-MOS.

● Un **comutator elementar cu TEC-J** se vede în figura 3.134, *a*. Atunci cînd $v_G < v_i$, dioda D este blocată şi $v_{GS} = -R_G i_G \cong 0$, iar TEC *poate conduce* un curent I_{DSS}. Dacă $v_G < v_i - |V_P|$, TEC este blocat şi conduce un curent sub 1 nA.

Deoarece v_i poate fi, în general, variabilă în limite largi ($\pm 5 \ldots 10$ V), o comandă în curent este preferabilă comenzii în tensiune. Pentru blocarea TEC, este suficientă asigurarea unui curent prin dioda D, care să dezvolte pe R_G o tensiune mai negativă decît tensiunea de prag $-V_P$, $I_B > V_P / R_G$, de la o sursă de curent constant originară în sursa de alimentare cu tensiune negativă. În acest fel, datorită impedanţei mari a sursei de curent, v_G „floteză" la un ecart $-V_{GS} = I_B R_G$ faţă de v_i, menţinînd TEC blocat. Desigur, sursa de tensiune de intrare v_i trebuie să poată suporta trecerea curentului I_B cu modificări minime ale tensiunii, deci z_S trebuie să fie mică, preferabil nulă.

Deschiderea TEC se produce prin blocarea diodei (anularea I_B) cu o constantă de timp $\tau_D = R_G C_{GS}$, iar blocarea se produce mai rapid, cu o pantă $dv_{GS}/dt = 1/C_{GS} \cdot I_B$ pînă la atingerea tensiunii $v_{GS} = -V_P$. O micşorare a rezistorului R_G este favorabilă din punctul de vedere al reducerii τ_D, dar poate antrena erori mai mari pe z_S datorită creşterii valorii lui I_B pentru asigurarea tensiunii de blocare $-V_p$.

● **Comutator TEC-J integrat, cu polarizare prin TEC-J.** O rezolvare ingenioasă a compromisului este înlocuirea rezistorului R_G cu un TEC comutat simultan cu tranzistorul comutator ca în figura 3.134, b, unde R_G este înlocuit cu T_2 înseriat cu T_3. Ariile celor trei trazistoare care compun comutatorul AM-1000 sînt diferite, astfel că rezistențele lor $r_{DS(ON)}$ sînt respectiv: 30Ω pentru T_1 — comutatorul propriu-zis, 400 Ω pentru T_2 și 500Ω pentru T_3.

Pentru comutatorul blocat (fig. 3.134, *c*), prin D_2 se aplică o tensiune de comandă de —20 V, care asigură blocarea lui T_1, T_2 prin tensiunea negativă pe grilă, iar T_3 conduce de la sursa de + 10 V prin D_1 curentul $I_{DSS\,3} = 5$ mA. T_2 ca și T_1, blocate, conduc un curent $I_{OFF} < 1$ nA.

La deschiderea comutatorului, în catodul D_2 se aplică o tensiune de+10 V, care blochează practic instantaneu dioda D_2 (fig. 3.134, *d*). Încărcarea rapidă a condensatorului C_{GS} pentru deschiderea lui T_1 se face la început prin T_3, care conduce $I_{DSS\,3} = 5$ mA cu o pantă

$$dv_G/dt = \frac{1}{C_{GS}} \cdot I_{DSS}\Big|_{C_{GS}\,=\,10\ pF} = 5 \cdot 10^8\ \text{V/s} \qquad (3.195)$$

În cca 10 ns, T_2 începe să se deschidă și D_1 se blochează. Încărcarea C_{GS} se face în continuare prin T_2 deschis, T_3 deschis, cu o constantă de timp corespunzătoare rezistenței medii în timp a $r_{DS(ON)\,2} + r_{DS(ON)3} \cong 2$ kΩ, $\tau_1 = 2$ kΩ·(10...20 pF) = 20...40 ns. Deoarece încărcarea C_{GS} la deschiderea T_1 se produce prin T_2, T_3 (circuitul de încărcare este indicat prin săgeți), se obține o reducere drastică a fenomenelor tranzitorii pe sarcina z_L, ca și o reducere a timpului de comutare. În starea finală T_1, T_2, T_3 sînt deschise și perimetrul cuprins de săgeți este echipotențial. Circuitul de intrare este încărcat cu impedanțele celor două diode D_1, D_2.

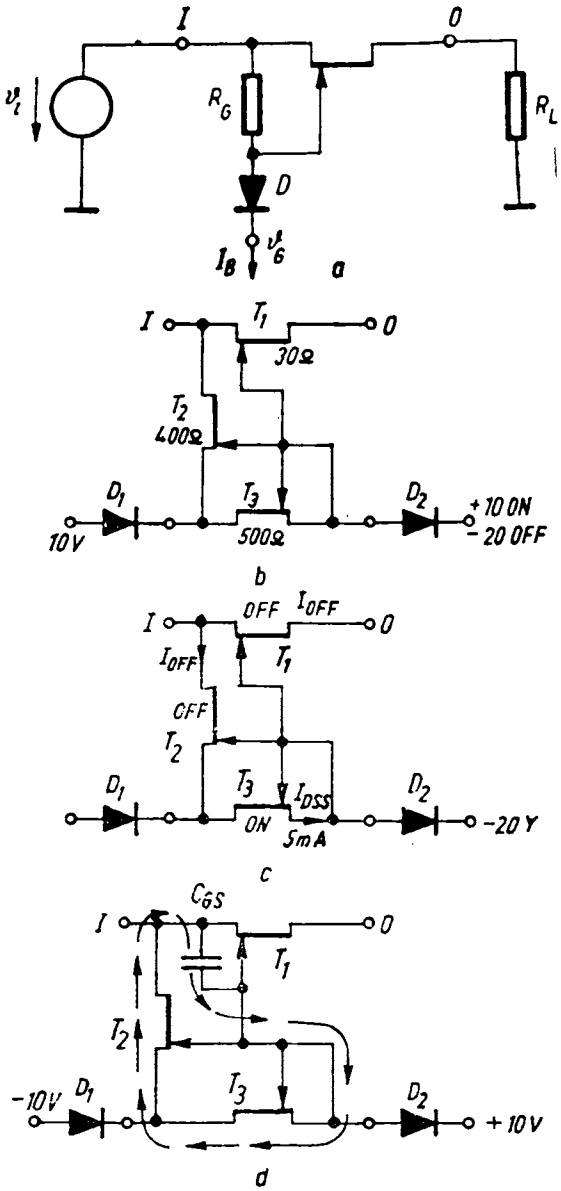


Fig. 3.134. Comutatoare cu TEC-J :
a — comutator cu TEC-J discret, cu polarizarea grilei prin rezistență ; *b* — comutator cu TEC-J integrat, cu polarizare prin TEC-J ; *c* — comutatorul *b* în stare blocată ; *d* — comutatorul *b* în procesul de deblocare.

● **Multiplexorul cu comutatoare AM 1001, pentru patru canale** reprezentat în figura 3.135 este un exemplu pentru comutatorul AM 1001, care acceptă semnale în domeniul ± 15 V, dar cu circuitele de comandă realizate cu dispozitive discrete. Comutatoarele diferențiale cu $T_1 \ldots T_4$ comandate cu semnal TTL, comandă tranzistoarele $T_5 \ldots T_8$ care, la rîndul lor, comandă comutatoarele TEC-J prin decodificatorul simplu cu diodele $D_3 \ldots D_{10}$.

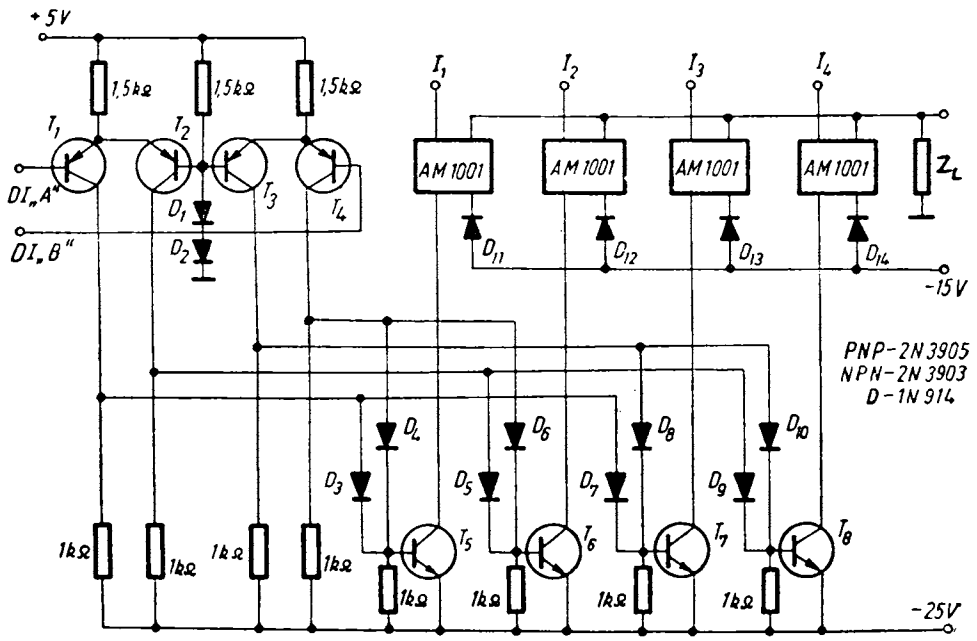


Fig. 3.135. Multiplexor cu comutatoare AM 1001.

3.4.5. MULTIPLEXAREA ÎN CURENT

Multiplexarea în curent permite achiziții de date pe mai multe intrări cu tensiuni de intrare mai mari decît tensiunile acceptate de comutatoare. Prin inversarea montării comutatorului ca în figura 3.136, se pot prelua tensiuni de intrare $\pm$ 100 V, limitate la intrarea comutatorului de limitatorul cu diode D_3, D_4 la $\pm$ 10 V, cînd T_1 este blocat, și la masa virtuală cînd T_1 este deschis și acționează reacția negativă prin R_2.

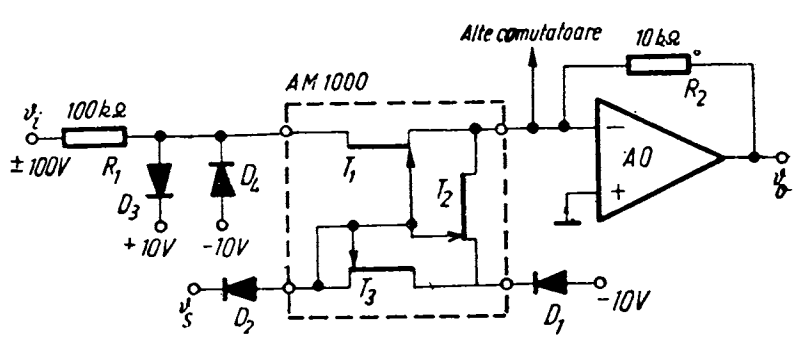


Fig. 3.136. Multiplexor cu AM 1000 inversat.

3.4.6. MULTIPLEXOARE CU *AO*

Funcția de comutator poate fi îndeplinită și de către un *AO* montat ca redresor comandat, ca *AO 1* în figura 3.137. Comutatorul permite trecerea tensiunilor de intrare negative pentru care se deschide dioda D_4 și este blocată dioda D_3 cu amplificare $-\frac{R_2}{R_1}$. Dacă tensiunea de selectare a canalului v_{S1} devine pozitivă, se deschid diodele D_1, D_3 și se blochează dioda D_4. Reacția negativă prin D_3 menține intrarea inversoare a *AO 1* la potențial practic nul și prin R_2, R_4 nu circulă curent. Amplificatorul inversor sumator cu *AO 2* colectează semnalele celor n canale cu amplificare în tensiune $-R_5/R_4$ pentru canalul selectat. Prin inversarea tuturor diodelor și a polarității tensiunii de selectare, schema acceptă tensiuni de intrare pozitive.

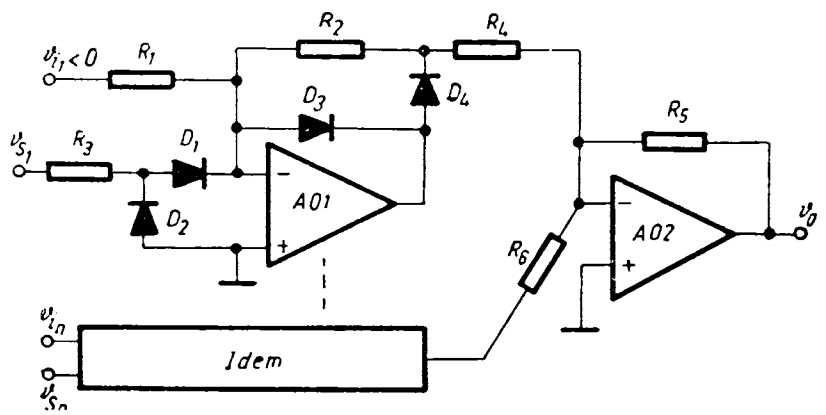


Fig. 3.137. Multiplexor cu *AO*.

3.5. CIRCUITE DE EȘANTIONARE ȘI MEMORARE (*S/H*)

Aceste circuite, comandate corespunzător unei succesiuni prestabilite, permit selectarea canalelor și, în plus, memorarea tensiunii de intrare, cu erori minime pînă la terminarea procesului de prelucrare.

3.5.1. PARAMETRII CIRCUITELOR DE EȘANTIONARE ȘI MEMORARE

Referitor la figura 3.138, considerînd un circuit de eșantionare-memorare (*S/H*) cu amplificare în tensiune unitară, se definesc:

— *ofsetul* V_{OS} — eroarea statică în timp în regim de eșantionare — ca diferență $v_i - v_o$;

— *timpul de apertură* t_a și *variația sa* Δt_a — ca diferență temporală între comanda de memorare și începutul procesului de stabilizare a tensiunii de ieșire;

— *timpul de stabilire la memorare* t_{sM} — ca timp în care oscilația tranzitorie scade sub o limită admisă;

— *diafonia „feedtrough"* — ca mărime a variației tensiunii de ieșire, datorită semnalului de intrare în regim de memorare;

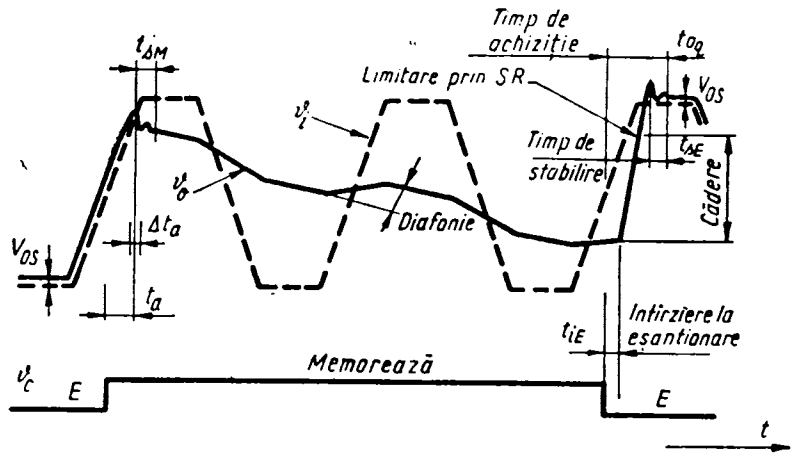


Fig. 3.138. Variația temporală a tensiunilor la un circuit *S/H*.

— *căderea „droop out"* — ca variație a valorii medii a tensiunii memorate pe durata memorării;

— *întîrzierea la eșantionare* t_{iE} între comanda de eșantionare și începerea procesului de urmărire a tensiunii de intrare;

— *timpul de achiziție* t_{aq} compus din timpul de creștere a tensiunii, limitat în general prin rata finită de creștere a tensiunii *AO*, *SR*, și timpul de stabilire la eșantionare t_{sE}, după care oscilația tranzitorie scade sub o limită admisă.

Ofsetul și căderea intervin ca erori dominante pentru tensiuni de intrare lent variabile, în timp ce timpul de apertură și timpul de achiziție limitează funcționarea, în limite specificate de eroare, la tensiuni de intrare rapid variabile sau la comutare rapidă eșantionare-memorare.

3.5.2. CIRCUITE *S/H* NEINVERSOARE

Aceste circuite se bazează pe proprietatea unui condensator de a păstra sarcina, și prin urmare tensiunea într-un circuit deschis.

● În figura 3.139 este prezentată **schema cea mai simplă de S/H neinversor.** Repetorul de intrare cu *AO 1* asigură, prin comutatorul *K*, încărcarea condensatorului *C* cu o constantă de timp

$$\tau_I = (z_{o1} + r_K)C, \tag{3.196}$$

unde z_{o1} este impedanța dinamică la ieșirea repetorului și r_K — rezistența serie a comutatorului. Cînd comutatorul este deschis, tensiunea la bornele condensatorului *C* se modifică datorită curenților I_{IK} de izolare a comuta-

torului și I_B de polarizare a *AO 2*, ca și prin descărcarea prin rezistența de izolație a condensatorului, R_{IC}:

$$dv_c/dt = \frac{1}{C}\left(I_{IK} + I_B - \frac{v_c}{R_{IC}}\right). \tag{3.197}$$

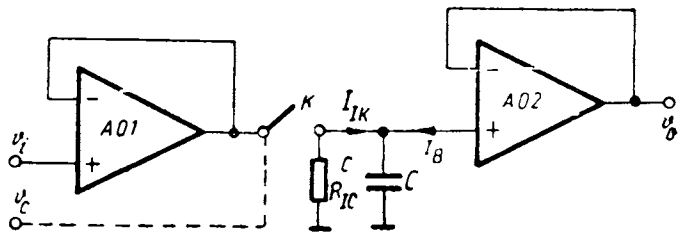


Fig. 3.139. Circuit de eșantionare-memorare neinversor.

În general, termenul median este dominant și

$$dv_c/dt \cong \frac{1}{C} I_B. \tag{3.198}$$

Din relațiile (3.196), (3.198) se vede că valoarea condensatorului C influențează direct proporțional constanta de timp de încărcare, deci timpul de achiziție, și invers proporțional „căderea" în unitatea de timp, deci eroarea în regim de memorare. În relația (3.197) influența ultimului termen se poate reduce doar prin alegerea unui condensator adecvat, după criteriile expuse la integratoare (v. § 3.2.1.1). Influența celorlalți doi termeni poate fi redusă prin artificii de schemă.

● În figura 3.140 se vede modalitatea de **reducere a influenței curentului de polarizare** I_B. Cînd sînt închise K_1, K_3 circuitul are o buclă globală de reacție peste *AO 1*, *AO 2*, ultimul conectat ca repetor. Prin aceasta se accelerează încărcarea condensatorului C, deoarece rezistența serie a comuta-

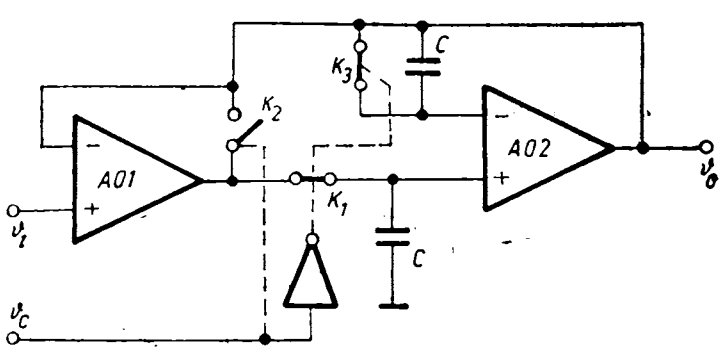


Fig. 3.140. Circuit *S/H* cu influența redusă a curenților de polarizare ai *AO*.

torului K_1 este redusă drastic și timpul de achiziție se reduce substanțial, fiind limitat în principal de *SR*.

La deschiderea K_1, K_3 comutatorul K_2 închide o buclă de reacție în jurul lui *AO 1*, evitînd saturarea acestuia pe durata regimului de memorare. Admi-

ținînd că cele două condensatoare C sînt parcurse de curenți egali $I_B^- = I_B^+$, modificarea tensiunii de ieșire va fi

$$dv_o/dt = \frac{1}{C} I_B^+ - \frac{1}{C} I_B^- = 0. \tag{3.199}$$

deși tensiunea la bornele fiecărui condensator se modifică.

În realitate, cei doi curenți diferă prin I_{OS} și

$$dv_o/dt \cong \pm \frac{1}{C} I_{OS}. \tag{3.199}$$

Cum I_{OS} este de regulă cu un ordin de mărime mai mic decît I_B, se poate obține aceeași cădere pentru un timp de 10 ori mai mare sau se poate reduce C, dacă accentul se pune pe micșorarea timpului de achiziție [E8].

Dacă *AO 2* este un *AO* cu intrare pe TEC, curentul de izolare al comutatorului poate fi comparabil cu I_B.

● Schema din figura 3.141 permite **reducerea la valori practic nule ale curentului prin comutatorul** T_3. De fapt, în locul unui singur comutator K_1, ca în figura 3.139, se folosesc două comutatoare T_2, T_3 comandate sincron. După blocarea tranzistoarelor T_2, T_3, sursa acestuia din urmă este forțată

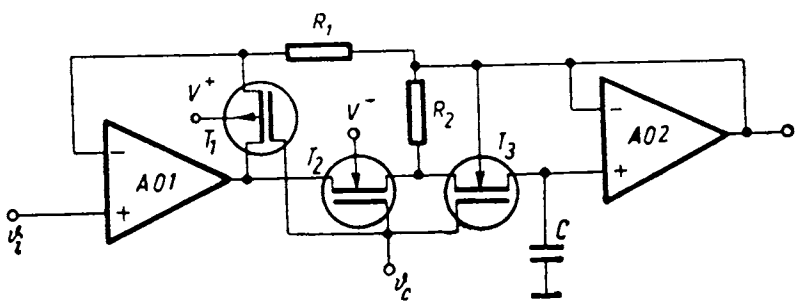


Fig. 3.141. Circuit *S/H* cu reducerea curentului prin comutator.

prin R_2 să ia un potențial egal cu cel al intrării în *AO 2*, adică cu cel al drenei. La $v_{DS} = 0$, $i_{DS} = 0$. T_1 are funcția comutatorului K_2 din figura 3.139.

● **Circuit S/H cu gardare.** Schema din figura 3.142 ilustrează un *circuit S/H neinversor* după ideea de mai sus. Se vede opțiunea pentru comutatoare

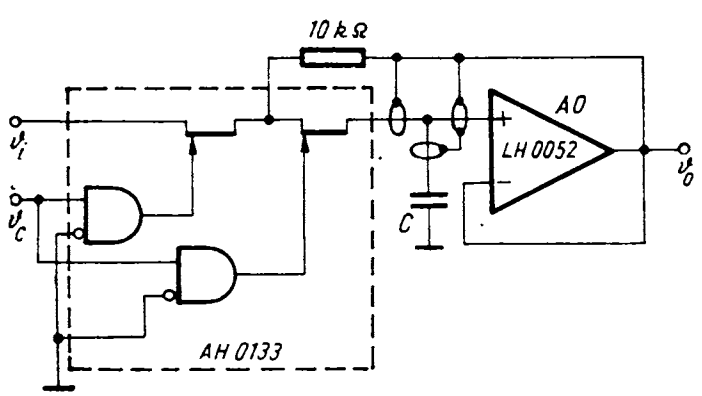


Fig. 3.142. Circuit *S/H* cu gardare.

TEC-J cu canal *N* și pentru amplificatorul cu intrare pe TEC tip LII 0052, ca și circuitul de gardă care înconjoară borna caldă a condensatorului de memorare *C*.

Circuite de eșantionare-memorare se fabrică într-o mare varietate de circuite integrate hibride sau monolitice. De obicei condensatorul de memorare este conectat în exterior. Spre ilustrare se vede în figura 3.143 *schema bloc a circuitului S/H de cost redus tip LF 198*. Condensatorul de memorare se conectează între borna *6* și masă.

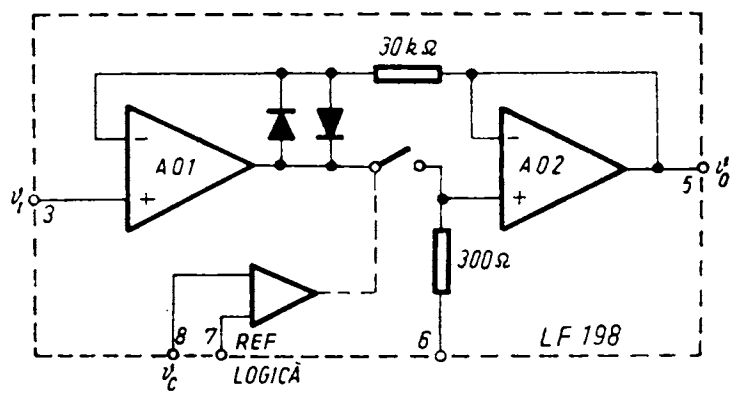
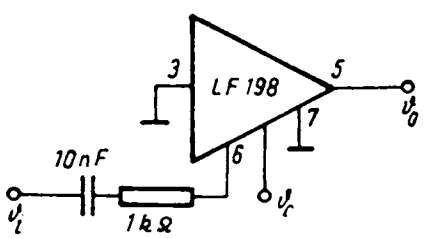


Fig. 3.143. Circuit *S/H* tip LF 198.

Fig. 3.144. Circuit de memorare și scădere.



O aplicație interesantă a acestui circuit se vede în figura 3.144. Pentru comanda de eșantionare, comutatorul fixează intrarea *AO 2* la ieșirea *AO 1*, deci la masă datorită conexiunii la masă a bornei *3*. Condensatorul de 10 nF, conectat între două puncte de impedanță mică, va urmări variațiile tensiunii de intrare cu o constantă de timp $\tau = 10\ \text{nF} \cdot 1{,}3\ \text{k}\Omega = 1{,}3 \cdot 10^{-5}$ s. La comanda de memorare comutatorul se deschide și tensiunea pe condensator rămîne constantă. Prin urmare, tensiunea de ieșire este diferența dintre tensiunea de intrare și valoarea instantanee la primirea comenzii de memorare.

3.5.3. CIRCUITE *S/H* INVERSOARE

Aceste circuite se bazează pe integratorul cu *AO*. Ele pot oferi o amplificare în tensiune supraunitară cu schimbarea fazei.

● **Structura de bază** se vede în figura 3.145, în care se recunosc integratorul *AO*, *C* și R_1, ca și circuitul de compensare a curentului de polarizare prin R_C. Cînd comutatorul *K* este închis, *AO* primește încă o reacție nega-

tivă prin R_2. Tensiunea de ieşire tinde spre $-v_i R_2/R_1$ cu o constantă de timp $\tau_1 = R_2C$. Din momentul deschiderii comutatorului K tensiunea pe condensator şi tensiunea de ieşire rămîn neschimbate. Integratorul a trecut în *regim de memorare*. Căderea se poate datora neechilibrării curenţilor I_C, I_B, şi curenţilor de izolaţie prin comutatorul deschis şi prin condensator. Alegînd condensatoare de bună calitate şi compensînd corect cei doi curenţi, contribuţia dominantă rămîne cea datorată curentului de izolaţie prin comutatorul deschis.

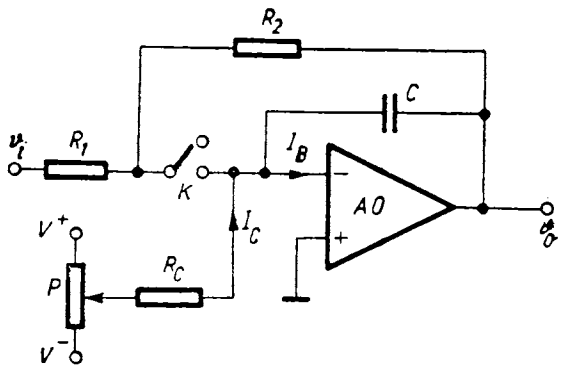


Fig. 3.145. Circuit de eşantionare-memorare inversor.

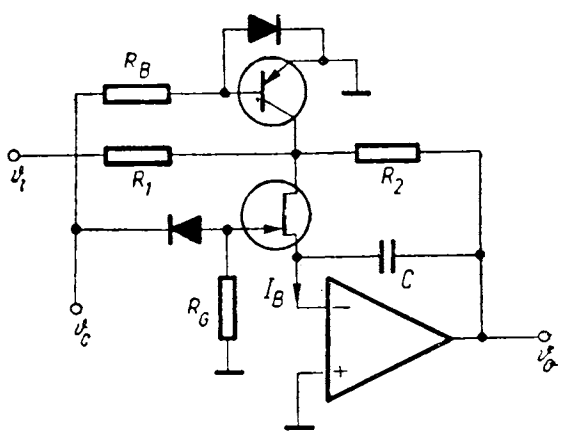


Fig. 3.146. Circuit *S/H* inversor cu reducerea curentului prin comutator.

● **Circuit *S/H* inversor cu reducerea curentului prin comutator.** În figura 3.146 comutatorul este un TEC-J cu canal *N* avînd un curent $I_{D(OFF)}$ care poate ajunge la 10...100 pA. Tranzistorul *PNP* se deschide la saturaţie, cînd tranzistorul TEC-J se blochează, menţinînd tensiunea de drenă-sursă a acestuia practic nulă şi prin aceasta micşorînd mult curentul $I_{DS(OFF)}$. Desigur, schema este utilă doar pentru *AO* avînd curenţi de polarizare comparabil de mici şi corect compensaţi.

3.5.4. CIRCUITE DE URMĂRIRE ŞI MEMORARE

Circuitele de urmărire şi memorare (track and hold) pot avea cerinţe mai puţin exigente în privinţa timpului de achiziţie deoarece tensiunea de ieşire urmăreşte tensiunea de intrare tot timpul, exceptînd intervalele de memorare. Timpul de achiziţie nu are importanţă deoarece comanda de

memorare vine mult mai tîrziu, după ce toate procesele tranzitorii s-au terminat și circuitul este în regim de urmărire. Rămîn erorile legate de timpul de apertură și de variațiile acestuia dar, fiind condiționate de blocarea unui comutator (TEC) și nu de încărcarea unui condensator, sînt în general mai mici. Aceste circuite sînt indicate mai ales atunci cînd prin multiplexarea mai multor canale se asigură un timp suficient de urmărire între două comenzi de memorare.

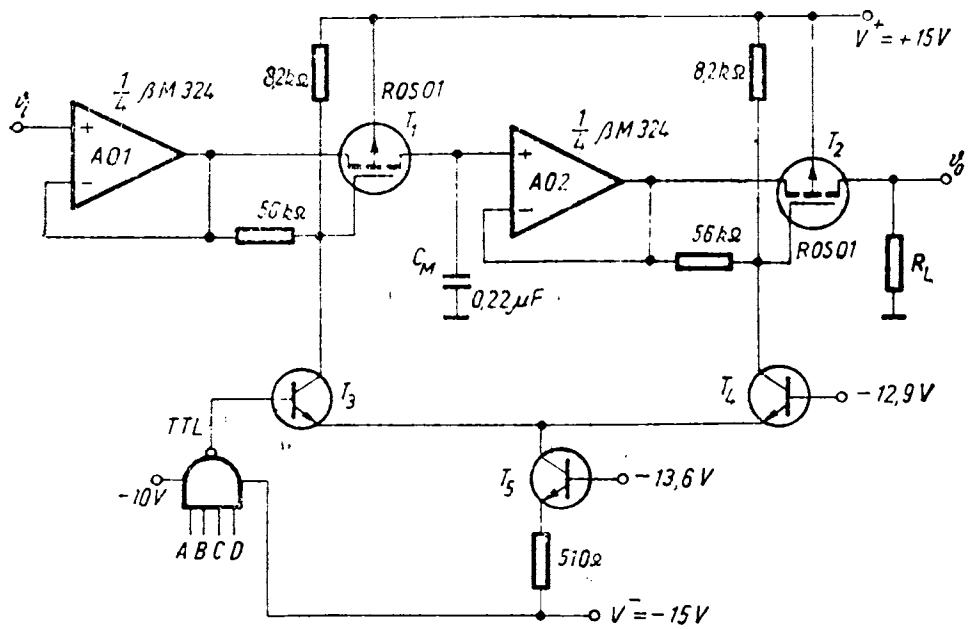


Fig. 3.147. Circuit multiplexor cu urmărire-memorare.

Circuitul din figura 3.147 este *un canal al unui multiplexor cu urmărire-memorare pentru 16 canale.* Canalul este adresat prin cei patru biți TTL, A, B, C, D și determină comutarea tranzistorului T_1 în blocare, trecînd circuitul în regim de memorare, odată cu deschiderea lui T_2 care permite ieșirea spre rezistența de sarcină comună a canalelor R_L. Între două adresări T_1 conduce asigurînd regimul de urmărire iar T_2 este blocat tăind legătura între ieșirea repetorului *AO 2* și rezistența de sarcină R_L.

3.6. CIRCUITE DE CONVERSIE *D/A* și *A/D*

Mărimile de ieșire ale traductoarelor sînt de obicei semnale electrice analogice. În sistemele de achiziție și prelucrare a datelor cu un număr mare de surse de date se pune de regulă problema prelucrării acestora cu calculatoare numerice. Apare deci necesară transformarea datelor analogice în date numerice. Sub formă numerică, datele pot fi prelucrate precis, sortate și folosite mult mai rapid. Avantaje apar și în ceea ce privește memorarea și manipularea succesivă a datelor, deoarece acumularea erorilor este extrem de mică.

Din cele de mai sus, rezultă necesitatea convertoarelor analog-digital (denumite pe scurt convertoare *A/D*, *ADC* sau *CAN*), la care ieşirea numerică constituie o aproximare a valorii semnalului analogic de la intrare. Mărimea de la ieşire are o variaţie în trepte.

În mod obişnuit, elementele de execuţie ale sistemelor de reglare automată trebuie comandate cu semnale analogice, apărînd astfel necesară conversia digital-analog a semnalelor. Convertoarele digital-analog (denumite pe scurt convertoare *D/A*, *DAC* sau *CNA*) dau la ieşire eşantioane (valori discrete) ale semnalului analogic, potrivit valorii numerice de la intrare. La ieşirea convertoarelor digital-analog sînt necesare şi filtre, exceptînd cazurile în care elementele de execuţie pot realiza şi funcţia de filtrare.

3.6.1. GENERALITĂŢI ASUPRA CONVERTOARELOR *D/A* ŞI *A/D*. CARACTERISTICI DE TRANSFER. REZOLUŢIE. EROAREA DE CUANTIFICARE

● O **schemă de principiu pentru un convertor** *D/A* este dată în figura 3.148. Dacă se admite că amplificatorul operaţional este ideal, tensiunea la ieşire are expresia :

$$v_o = -R_f(e_0/R_0 + e_1/R_1 + e_2/R_2 + \ldots + e_{n-1}/R_{n-1}). \qquad (3.200)$$

Tensiunile la intrarea convertorului *D/A*, în logica pozitivă, pot avea valorile E_{REF} sau 0, care corespund valorilor de **1** şi **0** logic. Aceasta rezultă din figura 3.149, unde comutatoarele K_0, K_1, ..., K_{n-1} sînt comandate de semnalul logic de intrare.

Alegînd valori convenabile pentru rezistenţe, de exemplu : $R_f = R_0 = R$ şi $R_1 = R/2$, $R_2 = R/2^2$, ..., $R_{n-1} = R/2^{n-1}$, expresia (3.200) devine :

$$v_o = -(e_{n-1}\cdot 2^{n-1} + e_{n-2}\cdot 2^{n-2} + \ldots + e_2\cdot 2^2 + e_1\cdot 2 + e_0). \qquad (3.201)$$

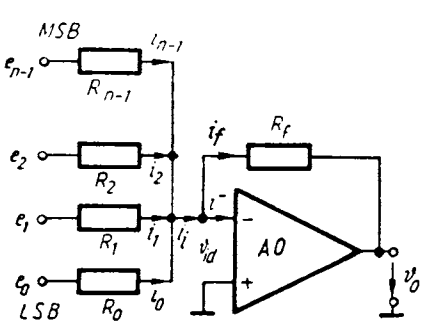


Fig. 3.148. Schemă de convertor *D/A*.

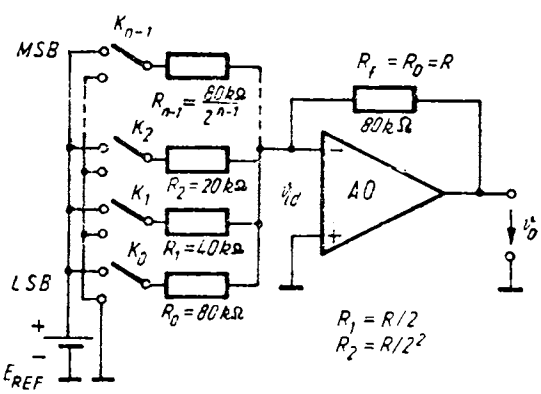


Fig. 3.149. Schemă de convertor *D/A* cu o singură referinţă de tensiune.

Se observă că expresia (3.201) corespunde cu relaţia de conversie din codul binar natural în codul zecimal, exceptînd faptul că amplificatorul este inversor. Dacă numărul binar este dat prin secvenţa $a_{n-1}a_{n-2}\ldots a_k\ldots a_1a_0$, valoarea în zecimal este :

$$N = a_{n-1}2^{n-1} + a_{n-2}2^{n-2} \ldots + a_k2^k + \ldots + a_12^1 + a_02^0. \qquad (3.202)$$

În valoarea tensiunii de ieşire ponderea cea mai mare o are tensiunea e_{n-1} care corespunde bitului de semnificaţie maximă a_{n-1}, (notat MSB*). Tensiunea e_0 are ponderea cea mai mică şi corespunde bitului a_0, de semnificaţie minimă (notat LSB*).

● **Caracteristica de transfer a unui convertor** D/A este dată în figura 3.150. Pentru a fixa ideile se consideră cazul unui *convertor de 3 biţi* realizat după schema din figura 3.149. Semnalul de ieşire are valorile discrete $0,(1/8)\ V_m, \ldots, (7/8)V_m$, denumite şi nivele de cuantificare, care corespund fiecărei secvenţe binare de la intrare.

Diferenţa Δv între două nivele consecutive de cuantificare, deci cea mai mică creştere a tensiunii de ieşire care corespunde la două secvenţe binare de intrare consecutive, constituie **rezoluţia** convertorului.

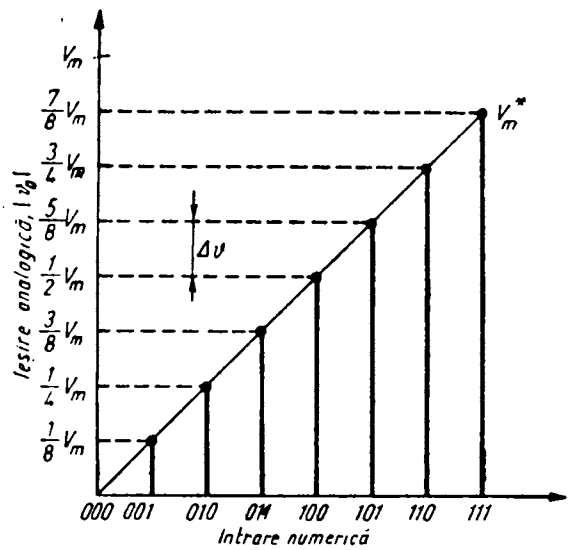


Fig. 3.150. Caracteristica de transfer a unui convertor D/A.

○ **Observaţie.** Rezoluţia unui convertor D/A se mai poate exprima şi *prin numărul de biţi*, deoarece pentru un convertor de n biţi este valabilă relaţia evidentă $\Delta v = V_m/2^n$, unde prin V_m se înţelege domeniul de variaţie maximă al mărimii analogice de ieşire (notat în mod uzual cu FS*). Un alt mod de exprimare al rezoluţiei este *în procente din domeniul de variaţie maximă.*

○ **Notă.** Deoarece la cuantificarea semnalelor analogice, domeniul de variaţie al acestora se împarte într-un anumit număr de trepte de mărime egală în scopul exprimării numerice, Δv se mai numeşte şi *treaptă de cuantificare* sau *canal de cuantificare.*

○ **Observaţie.** În cazul în care domeniul de variaţie maximă se defineşte ca valoarea maximă a tensiunii de ieşire, V_m^*, corespunzătoare valorii maxime a numărului binar de la intrare (**111** în figura 3.150) şi $V_m^* = (7/8)V_m = (1-1/2^3)V_m$, rezoluţia convertorului este dată de relaţia $\Delta v = V_m^*/(2^n - 1)$ şi $V_m^* = (1 - 1/2^n)V_m$.

● În figura 3.151 se dă **caracteristica de transfer normată,** în care tensiunea de ieşire se reprezintă prin valorile ei raportate la valoarea maximă V_m. În această situaţie, numărul zecimal care dă valoarea ieşirii analogice este fracţionar şi se obţine cu relaţia de conversie:

$$N = b_1 \cdot 2^{-1} + b_2 \cdot 2^{-2} + \ldots + b_k \cdot 2^{-k} \ldots + b_m \cdot 2^{-m}. \qquad (3.203)$$

---

* Notaţiile MSB şi LSB reprezintă iniţialele cuvintelor din denumirile în limba engleză „*most significant bit*" şi „*least significant bit*". În literatura tehnică de limbă română se mai utilizează şi notaţiile BS_{max}, BS_{min}.

* Notaţia FS reprezintă iniţialele cuvintelor din denumirea în limba engleză „*full scale*"

De exemplu, pentru numărul binar fracționar **0,111** se obține numărul zecimal $N = 1/2 + 1/2^2 + 1/2^3 = 7/8$. Bitului de semnificație maximă din numărul binar fracționar, situat în stînga după virgulă, îi corespunde 1/2 din domeniul de variație maximă (de valoare 1 pentru caracteristica de transfer normată), la fel ca și în cazul expresiei (3.202).

Din cele de mai sus rezultă că ponderea valorilor rezistențelor este ca în figura 3.152. Cu toate comutatoarele $K_1, K_2, \ldots, K_m$ închise, pentru tensiunea de ieșire se obține expresia:

$$-v_o = E_{REF}(1/2 + 1/2^2 + \ldots + 1/2^m), \qquad (3.204)$$

Domeniul de variație maximă al tensiunii de ieșire, abstracție făcînd de semn, este în acest caz $0 \ldots E_{REF}$, adică $V_m = E_{REF}$, în timp ce la ponderea valorilor rezistențelor ca în figura 3.149, $V_m = 2^n E_{REF}$. Rețele rezistive cu valori ca în figurile 3.149 și 3.152 se numesc *rețele ponderate binar.*

De regulă, în circuitele de conversie, forma binară fracționară se folosește fără a se mai reprezenta **0** și virgula care-l urmează. Mărimea de ieșire analogică care corespunde codului binar de la intrare se interpretează ca o fracțiune din domeniul de variație maximă.

Tensiunea de ieșire a unui convertor *D/A*, este dată, în general, de relația:

$$N = k(b_1 \cdot 2^{-1} + b_2 \cdot 2^{-2} + \ldots + b_m \cdot 2^{-m}), \qquad (3.205)$$

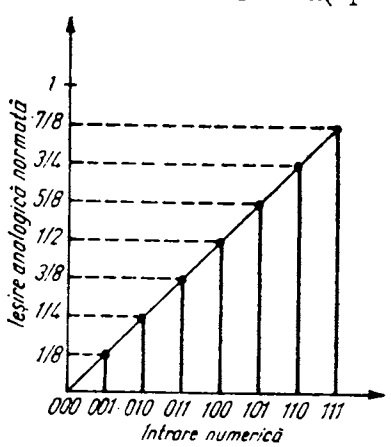


Fig. 3.151. Caracteristica de transfer normată a unui convertor *D/A*.

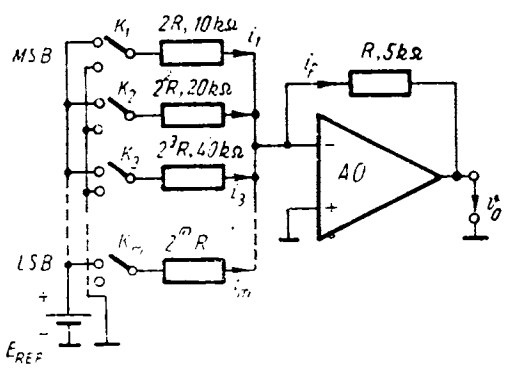


Fig. 3.152. Convertor *D/A* ($V_m = E_{REF}$).

unde k este o constantă și $b_1, b_2 \ldots b_m$ sînt biții numărului binar fracționar. Această relație reprezintă, deci, funcția de transfer a convertorului *D/A*.

● **Caracteristica de transfer a unui convertor** *A/D*. În figura 3.153 este dată schema de principiu a unui *convertor A/D, paralel, cu o rezoluție de trei biți.*

La un convertor *A/D* paralel, biții numărului de ieșire apar simultan (se neglijează timpii de propagare a semnalelor prin comparatoare — *C* — și porți — *N* — și diferențele dintre acești timpi). Datorită acestei particularități, convertoarele *A/D* paralel sînt cele mai rapide, avînd însă dezavantajul creșterii în progresie geometrică a numărului de elemente din schemă odată cu creșterea rezoluției.

Rezoluția la un convertor *A/D* se definește ca fiind egală cu variația tensiunii de intrare necesară pentru a schimba două coduri numerice consecu-

tive la ieșire. De la analiza conversiei ideale D/A, se poate observa că rezoluția convertoarelor A/D este egală cu $V_m/2^n$, unde n este numărul de biți și V_m este domeniul de variație maximă al tensiunii de intrare.

De asemenea, rezoluția se mai poate exprima în număr de biți sau în procente din domeniul de variație maximă V_m, valoarea acestuia din urmă trebuind să fie specificată.

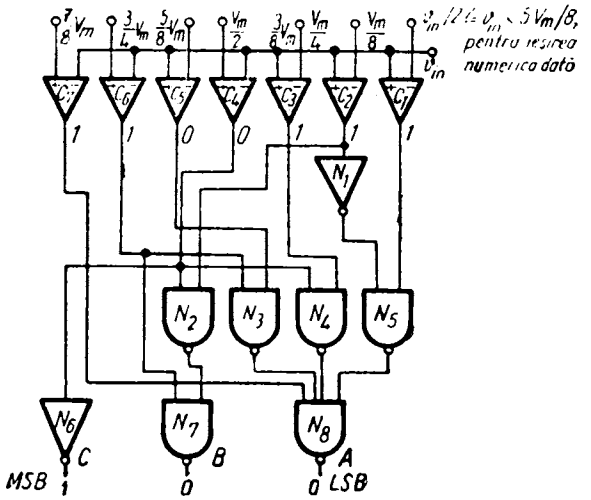


Fig. 3.153. Schemă de convertor A/D paralel.

Caracteristica de transfer a convertorului A/D cu rezoluția de 3 biți este dată în figura 3.154, *a* (caracteristica în trepte *1*); *eroarea de cuantificare* este cuprinsă în domeniul -1 *LSB*, 0 *LSB* (fig. 3.154, *b*).

Caracteristica de transfer *ideală*, dreapta *2*, fără eroare de cuantificare, s-ar putea obține numai dacă rezoluția convertorului exprimată în număr de biți ar fi infinită.

Dacă tensiunile de prag ale comparatoarelor se micșorează cu $V_m/16$, adică cu 1/2 din treapta de cuantificare, caracteristica de transfer capătă aspectul din figura 3.155, *a* (caracteristica în trepte, *1*). Eroarea de cuanti-

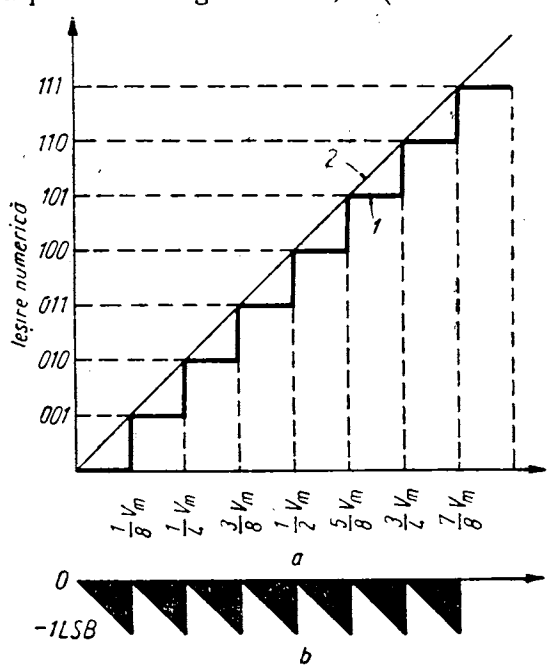


Fig. 3.154. Caracteristica de transfer a unui convertor A/D cu rezoluția de 3 biți:
a — caracteristica reală și ideală; *b* — eroarea de cuantificare.

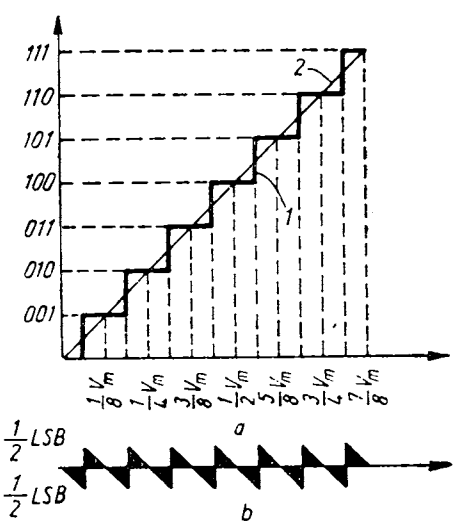


Fig. 3.155. Caracteristica de transfer a unui convertor A/D cu deplasare (ofset) de $^1/_2$ *LSB*:
a — caracteristica reală și ideală;
b — eroarea de cuantificare.

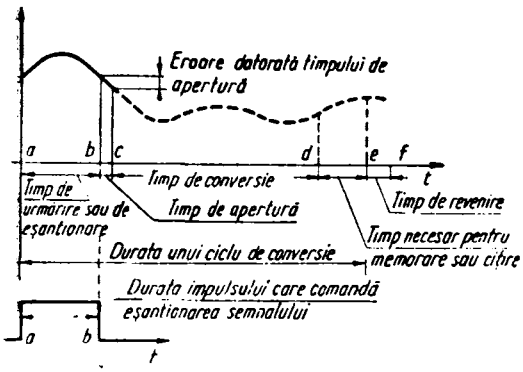


Fig. 3.156. Repartiţia timpilor într-un ciclu de conversie.

ficare este în acest caz limitată la $\pm\frac{1}{2}$ *LSB* (fig. 3.155, *b*). Acelaşi lucru se obţine dacă se înseriază cu v_{in} o sursă de tensiune pozitivă, $V_m/16$. Caracteristica de transfer din figura 3.155, *a* se numeşte *cu deplasare* (*ofset*) de $\frac{1}{2}$*LSB*, sau cu „*canal zero*" *îngustat cu* $\frac{1}{2}$*LSB*. Eroarea de cuantificare se încadrează în categoria erorilor sistematice [A6].

● **Timpi caracteristici în circuitele de conversie.** În general, convertorul este prevăzut la intrare cu circuite de eşantionare şi memorare, astfel că repartiţia timpilor într-un **ciclu de conversie** este ca în figura 3.156, cuprinzînd *timpul de eşantionare*, *timpul de apertură* (care corespunde tranziţiei de la regimul de eşantionare la cel de memorare şi este determinat de timpii de comutaţie ai comutatoarelor din circuitele de eşantionare-memorare; prin comandă se impune conversia valorii semnalului din momentul *b*; în realitate din cauza timpului de apertură conversia valorii semnalului se face din momentul *c*). Între momentele *c-d* este *timpul de conversie propriu-zis*, iar după momentul *d*, în care a fost blocat accesul impulsurilor de tact la numărător, este necesar un *timp pentru memorare sau citire*, în funcţie de cazul concret considerat şi un *timp necesar pentru iniţializarea* (*revenirea*) *circuitelor* din structura convertorului.

În legătură cu viteza de lucru a convertorului se mai defineşte şi *rata de conversie*, exprimată în număr de conversii pe secundă. Uneori rata de conversie se consideră egală cu inversul timpului de conversie propriu-zis, alteori cu inversul duratei unui ciclu de conversie.

La convertoarele *A/D* se mai consideră ca parametru şi *timpul corespunzător unui bit*, adică raportul între durata unui ciclu de conversie (sau timpul de conversie) şi numărul de biţi ai convertorului.

În legătură cu timpii definiţi mai sus, apar diferenţe la convertoarele *D/A*. Astfel, **timpul de conversie** al unui convertor *D/A* este egal cu suma *timpului de stabilizare* al amplificatorului sumator plus *timpul de comutare* al comutatoarelor de curent sau tensiune. *Timpul de stabilizare* al unui convertor *D/A* este timpul necesar, după schimbarea codului numeric de la intrare, pentru ca tensiunea de ieşire să atingă un nivel care se încadrează cu o anumită eroare în jurul valorii finale, eroare care se dă în fracţiuni din bitul de semnificaţie minimă (din treapta de eşantionare), de exemplu $\pm\frac{1}{2}$*LSB*. Se admite că biţii codului numeric de la intrare se schimbă simultan.

În figura 3.157 se dă o formă de undă posibilă la ieşirea unui convertor *D/A*, precizîndu-se semnificaţia timpului de conversie. Cu comutatoare ideale, timpul de conversie este egal cu timpul de stabilizare al amplificatorului operaţional care se obţine la răspunsul la semnal treaptă. După definiţia de

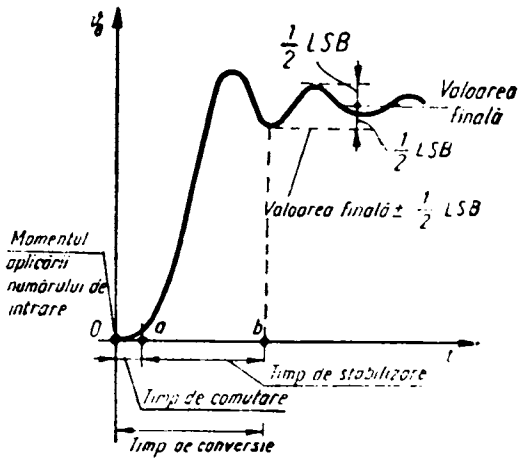


Fig. 3.157. Timpul de conversie al unui convertor *D/A*.

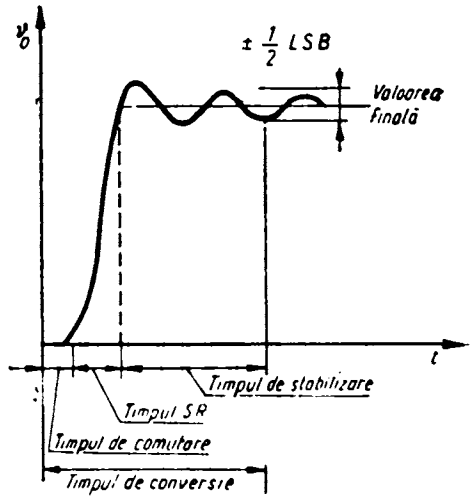


Fig. 3.158. Alternativă pentru definiția timpului de stabilizare.

mai sus a timpului de stabilizare al convertorului *D/A*, rezultă că acesta se confundă cu timpul de conversie.

Pentru timpul de stabilizare se mai folosește o definiție, așa cum se precizează în figura 3.158. În acest caz se definește un timp *SR*, legat de viteza de creștere a tensiunii de ieșire ($SR = \Delta v_o/\Delta t$ [V/μs]), iar restul duratei pînă la atingerea nivelului cu eroarea admisă este timpul de stabilizare.

Rata de conversie la convertoarele *D/A* se consideră în unele lucrări ca fiind frecvența maximă la care poate fi comandat convertorul la intrare (cu care se pot schimba codurile de intrare) pentru a efectua la ieșire trepte cu amplitudinea de 1 *LSB*.

Intrînd în componența convertoarelor *A/D*, convertoarele *D/A* determină durata ciclului de conversie al acestora.

3.6.2. CODURI UTILIZATE ÎN CONVERSIILE *D/A* ȘI *A/D*

3.6.2.1. Coduri unipolare

● La analiza schemelor simple de convertoare din paragraful precedent a fost utilizat **codul binar natural.**

● **Codul binar complementar** reprezintă *complementul codului binar natural.* Expresia numărului binar complementat se obține prin complementarea fiecărui bit din numărul în cod binar natural.

De exemplu, pentru numerele **101** și **111** complementele sînt **010** și **000.**

● Avînd în vedere că la majoritatea aparatelor electronice datele se introduc și se afișează în cod zecimal, sînt deosebit de importante și **codurile binare zecimale — BCD** (prescurtare de la „*b*inary coded *d*ecimal"). În aceste coduri, *fiecare cifră zecimală se reprezintă cu 4 cifre binare* (fiind posibile 16 com-

binații diferite ; 6 dintre ele nu se folosesc). Dintre codurile BCD, în tabelul 3.4 sînt date codurile 8421 (sau codul BCD natural) și 2421. Denumirile acestor coduri provin de la ponderile biților numărului binar la calculul cifrei zecimale reprezentate.

Tabelul 3.4

Coduri BCD

Cifra zecimală	*Cod BCD 8421*	*Cod 2421*
0	0 0 0 0	0 0 0 0
1	0 0 0 1	0 0 0 1
2	0 0 1 0	0 0 1 0
3	0 0 1 1	0 0 1 1
4	0 1 0 0	0 1 0 0
5	0 1 0 1	1 0 1 1
6	0 1 1 0	1 1 0 0
7	0 1 1 1	1 1 0 1
8	1 0 0 0	1 1 1 0
9	1 0 0 1	1 1 1 1

○ **Observație.** Convertoarele A/D cu ieșirea în cod 8421 sînt utilizate în mod curent în aparatura de măsurare numerică. În aceste cazuri rezoluția se dă de obicei în cifre zecimale, de exemplu, $2\frac{1}{2}$, $3\frac{1}{2}$, $4\frac{1}{2}$ etc. La un voltmetru numeric cu rezoluția de $4\frac{1}{2}$, indicația maximă este 19999, ceea ce se realizează cu un numărător zecimal cod 8421 cu patru decade și un bistabil suplimentar, care pune în evidență transferul cînd numărătorul trece din starea 9999 în starea 0000.

● **Coduri Gray.** Sub această denumire sînt cunoscute codurile la care *la tranziția între două numere succesive se schimbă numai un bit.* Codurile Gray nu sînt coduri ponderate.

În tabelul 3.5 se dă legătura între numerele într-un cod Gray și numerele în cod binar natural pentru fracțiunile zecimale 0,1/16, ..., 15/16. Biții care se schimbă între două valori succesive sînt subliniați.

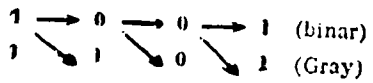
Tabelul 3.5

Compararea codului Gray cu codul binar natural

Fracția zecimală	*Codul Gray*	*Codul binar*	*Fracția zecimală*	*Codul Gray*	*Cod binar*
0	0 0 0 0	0 0 0 0	8/16	1 1 0 0	1 0 0 0
1/16	0 0 0 1	0 0 0 1	4/16	1 1 0 1	1 0 0 1
2/16	0 0 1 1	0 0 1 0	10/16	1 1 1 1	1 0 1 0
3/16	0 0 1 0	0 0 1 1	11/16	1 1 1 0	1 0 1 1
4/16	0 1 1 0	0 1 0 0	12/16	1 0 1 0	1 1 0 0
5/16	0 1 1 1	0 1 0 1	13/16	1 0 1 1	1 1 0 1
6/16	0 1 0 1	0 1 1 0	14/16	1 1 0 0	1 1 1 0
7/16	0 1 0 0	0 1 1 1	15/16	1 0 0 0	1 1 1 1

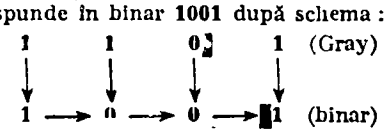
Conversia din cod binar în codul Gray se face după regula : *MSB* din codul Gray este același cu *MSB* din codul binar ; în continuare, spre *LSB*, schimbările **0** → **1** sau **1** → **0** din codul binar dau **1** în codul Gray, altfel biții din codul Gray sînt zero.

De exemplu, corespondentul din **1001** se obține ca mai jos:



Regula de **conversie din codul Gray în codul binar** se deduce din cele de mai sus: *MSB* este același ca și în codul Gray; apoi, în continuare, spre biții mai puțin semnificativi, dacă următorul bit din codul Gray este **1** bitul din codul binar va fi complementul bitului precedent (din stînga) tot din codul binar; dacă următorul bit din codul Gray este **0**, bitul din codul binar va fi același cu bitul precedent din codul binar.

Astfel, la numărul **1101** din codul Gray corespunde în binar **1001** după schema:



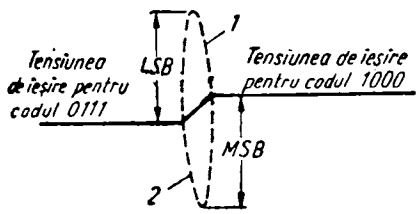


Fig. 3.159. Eroare de tranziție la un convertor *D/A*.

Codurile Gray sînt folosite în sistemele de conversie unde există posibilitatea schimbării nesimultane a biților la trecerea de la un cod numeric la următorul. În aceste situații, pot să apară erori foarte mari dacă se lucrează cu alte coduri și dacă comenzile de memorare se dau pe durata acestor tranziții.

Un exemplu în legătură cu acest aspect este dat în figura 3.159, unde se reprezintă tensiunea de ieșire a unui convertor *D/A* la tranziția de la codul de intrare **0111** la **1000**, presupunîndu-se că se schimbă mai întîi bitul de semnificație maximă. Eroarea care apare pe timpul tranziției, față de codul **0111**, este egală cu *MSB*, adică în analogic $V_m/2$ (forma de undă *1*). Dacă pe timpul tranziției se anulează mai întîi ultimii trei biți, răspunsul tranzitoriu este după forma de undă *2*.

○ **Trebuie menționat că** regimul tranzitoriu la astfel de tranziții poate fi și autooscilant, caz în care nu mai este posibil să se aprecieze eroarea dacă comanda de memorare se face pe durata tranzițiilor.

Regimurile tranzitorii descrise mai sus sînt cunoscute sub denumirea de „ciupituri" (glitch — uri) [D 10], [D 11].

Dacă la aceeași tranziție se consideră convertorul *D/A* cu cod Gray la intrare, adică cuvintele **0100** (**0111** în binar sau 7 în zecimal) și **1100** (**1000** în binar sau 8 în zecimal), eroarea poate fi de cel mult o unitate (1 *LSB*). Datorită acestei particularități, codurile Gray pot fi utilizate în circuitele de conversie rapide.

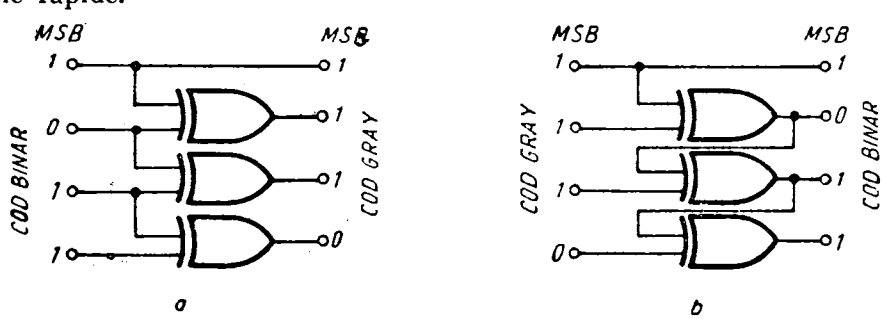


Fig. 3.160. Scheme logice de conversie:
a — conversie din cod binar în cod Gray; *b* — conversie din Gray în cod binar.

În figurile 3.160, *a* și *b* sînt date două scheme logice pentru conversia din cod binar în cod Gray și invers.

3.6.2.2. **Coduri bipolare**

În schemele de convertoare analizate pînă acum s-au admis semnale analogice de o singură polaritate (pozitivă). Astfel de convertoare se numesc „unipolare", ca și codurile utilizate în acest caz. Deoarece în multe aplicații pot să apară semnale de ambele polarități, se impune folosirea unor coduri care *să permită exprimarea semnului și valorii* (modulului) *mărimii*. Aceste coduri se numesc bipolare.

Codurile utilizate pentru reprezentarea mărimilor bipolare prin simboluri binare în circuitele de conversie sînt: *codul semn-modul* (*mărime*), *codul complementar față de 2, codul complementar față de 1, codul binar deplasat, codul inversat analogic* și *codurile complementare ale acestora* etc.

● **Codul „semn-modul"**. La numerele binare pozitive și negative, dacă semnul este reprezentat printr-un bit suplimentar, poziționat de obicei la stînga, numărul se numește *număr binar cu semn*. De regulă, bitul suplimentar de semn indică un număr pozitiv dacă este **0** și un număr negativ dacă este **1**. Celelalte cifre ale numărului binar cu semn sînt numite, „cifrele numărului", rămînînd aceleași ca și cifrele numerelor reprezentate, pozitive și negative, din codul binar natural.

○ **Observație.** Cu această convenție, prin noțiunea de număr (binar) se înțelege de fapt un număr pozitiv (modulul). Convenții ca cea de mai sus au fost introduse în legătură cu particularitățile efectuării operațiilor de calcul în calculatoare numerice.

În codul semn-modul numerele binare **111** (7_{10}) și **—111** (-7_{10}) se reprezintă prin **0111** și **1111**. În general, pentru reprezentarea X în codul semn-modul a numărului N din codul binar natural, este valabilă expresia:

$$X = a_n 2^n + \sum_{i=-m}^{n-1} a_i \cdot 2^i, \tag{3.206}$$

unde a_n este bitul de semn, cu valoarea **0** pentru numerele pozitive și valoarea **1** pentru numerele negative, n este numărul de biți din partea întreagă și m este numărul de biți din partea fracționară a numărului N (de exemplu: $a_{n-1}\, a_{n-2} \ldots a_0,\ a_{-1} \ldots a_{-(m-1)} a_{-m}$).

În funcție de lungimea numerelor în cod binar natural, reprezentările semn-modul sînt diferite. De exemplu, pentru numere binare de patru biți (convertor cu rezoluție de 4 biți), numerele **0111** (7_{10}) și **—0111** (-7_{10}) se reprezintă prin **00111** și **10111**.

În tabelul 3.6 sînt date simboluri de reprezentare, în diverse coduri, în coloana 4 fiind reprezentarea semn-modul. Reprezentările numerelor binare pot fi considerate că ar corespunde cu ieșirea unui convertor A/D cu o rezoluție de 3 biți, bitul 4 folosindu-se pentru semn.

○ **Observație.** În legătură cu datele din tabelul 3.6, unde sînt înscrise și numerele zecimale reprezentate, întregi sau fracționare, în cazul caracteristicilor normate, trebuie precizate noțiunile de *convertoare unipolare și bipolare cu referință pozitivă* sau *cu referință negativă*.

Coduri bipolare

Număr	*Fracție zecimală*		*Cod semn-modul*	*Cod complementar față de 2*	*Cod binar deplasat*	*Cod complementar față de 1*
	Referință pozitivă	*Referință negativă*				
+7	+7/8	−7/8	**0111**	**0111**	**1111**	**0111**
+6	+6/8	−6/8	**0110**	**0110**	**1110**	**0110**
+5	+5/8	−5/8	**0101**	**0101**	**1101**	**0101**
+4	+4/8	−4/8	**0100**	**0100**	**1100**	**0100**
+3	+3/8	−3/8	**0011**	**0011**	**1011**	**0011**
+2	+2/8	−2/8	**0010**	**0010**	**1010**	**0010**
+1	+1/8	−1/8	**0001**	**0001**	**1001**	**0001**
0	0^+	0^-	**0000**	**0000**	**1000**	**0000**
0	0^-	0^+	**1000**	**(0000)**	**(1000)**	**1111**
−1	−1/8	+1/8	**1001**	**1111**	**0111**	**1110**
−2	−2/8	+2/8	**1010**	**1110**	**0110**	**1101**
−3	−3/8	+3/8	**1011**	**1101**	**0101**	**1100**
−4	−4/8	+4/8	**1100**	**1100**	**0100**	**1011**
−5	−5/8	+5/8	**1101**	**1011**	**0011**	**1010**
−6	−6/8	+6/8	**1110**	**1010**	**0010**	**1001**
−7	−7/8	+7/8	**1111**	**1001**	**0001**	**1000**
−8	−8/8	+8/8		**(1000)**	**(0000)**	

La un *convertor D/A unipolar cu referință pozitivă*, tensiunea de ieșire este pozitivă și crește odată cu creșterea numărului binar natural de intrare. La un *convertor A/D unipolar cu referință pozitivă*, tensiunea de intrare este pozitivă și la creșterea acesteia crește și numărul binar natural de la ieșire.

La *convertoarele D/A unipolare cu referință negativă*, tensiunea de ieșire este negativă, crescînd în modul cînd crește numărul binar natural de la intrare. Inversarea de semn a semnalului de ieșire poate fi introdusă de amplificatorul operațional în conexiunea inversoare din sumator. *Convertoarele A/D unipolare cu referință negativă* au tensiunea de intrare negativă, numerele binare de ieșire crescînd la creșterea modulului tensiunii de intrare.

La *convertoarele D/A bipolare* tensiunea de ieșire este pozitivă și negativă, la fel tensiunea de intrare a convertoarelor bipolare *A/D*. Semnificațiile referințelor pozitivă sau negativă se păstrează ca mai sus.

Caracteristicile de transfer ale convertoarelor bipolare *D/A* și *A/D* de 4 biți, dintre care unul de semn, considerîndu-se referințe pozitive și negative, sînt date în figura 3.161 și 3.162. Numerele binare de intrare sau ieșire sînt date în codurile care vor fi descrise în cele ce urmează.

Revenind la codul semn-modul, trebuie observat că folosirea acestuia are dezavantajul că valoarea zero poate fi asociată cu două coduri : **100...0** și **000...0**, ceea ce complică software-ul sau hardware-ul circuitelor în care se operează cu date în acest cod.

Pe de altă parte, codul semn-modul este avantajos să fie folosit în convertoarele *D/A* în care se lucrează cu semnale mici, deoarece la trecerea de la un cod binar la următorul sînt schimbări minime ale biților și deci nu pot să apară regimuri tranzitorii supărătoare (glitch-uri).

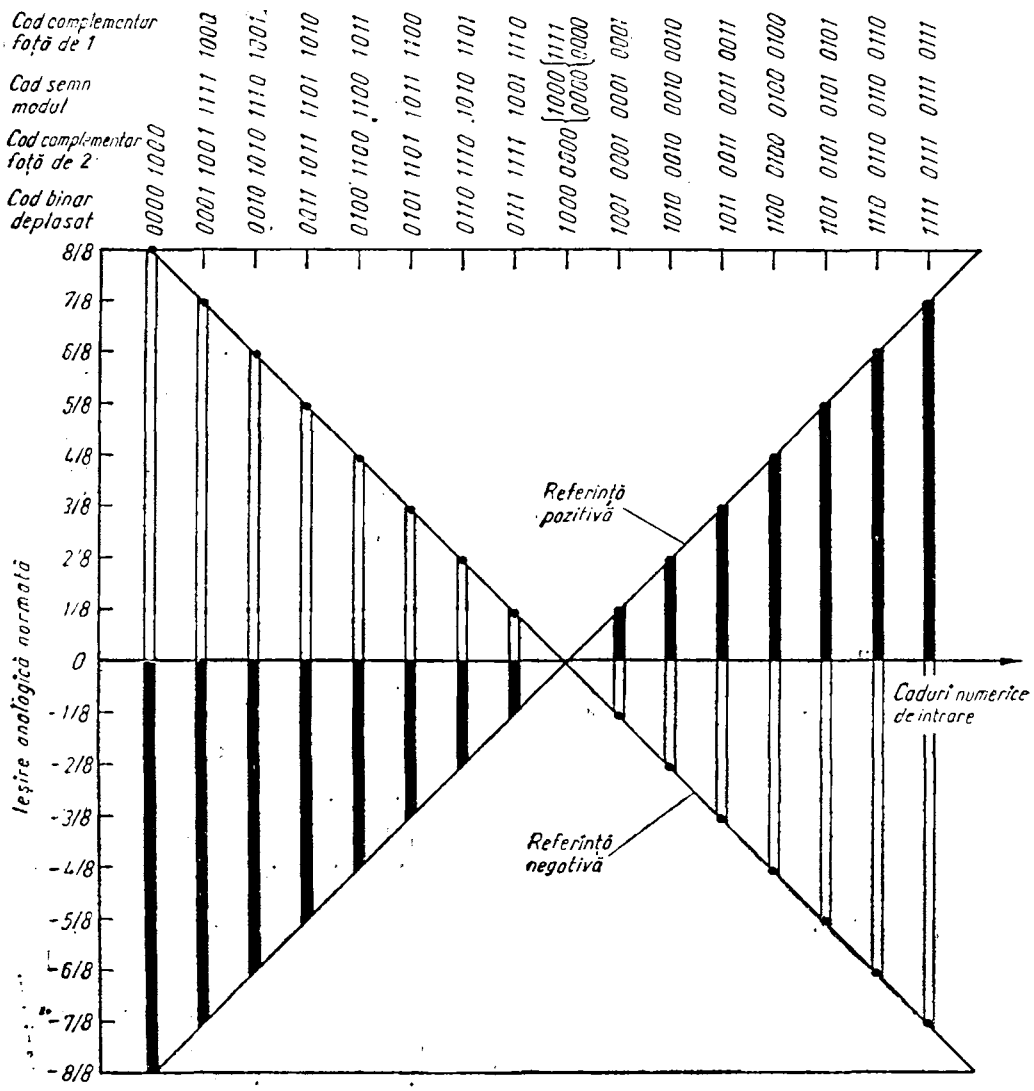


Fig. 3.161. Caracteristica de transfer pentru convertoare *D/A* bipolare de 4 biți (3 biți plus semn) cu referințe pozitivă și negativă.

● **Codul complementar față de 2.** În acest cod, un număr pozitiv are reprezentarea [A14]:

$$X = \mathbf{0} \cdot 2^n + \sum_{i=-m}^{n-1} a_i \cdot 2^i, \tag{3.207}$$

iar un număr negativ are reprezentarea:

$$X = \mathbf{1} \cdot 2^n + \left(\sum_{i=-m}^{n-1} \bar{a}_i \cdot 2^i\right) + 2^{-m}, \tag{3.208}$$

unde $\bar{a}_i = 1 - a_i$ este complementul față de 1 al bitului a_i al numărului reprezentat (modulul acestuia). Din nou primul bit din stînga precizează semnul numărului reprezentat: **0** pentru numerele pozitive și **1** pentru numerele negative.

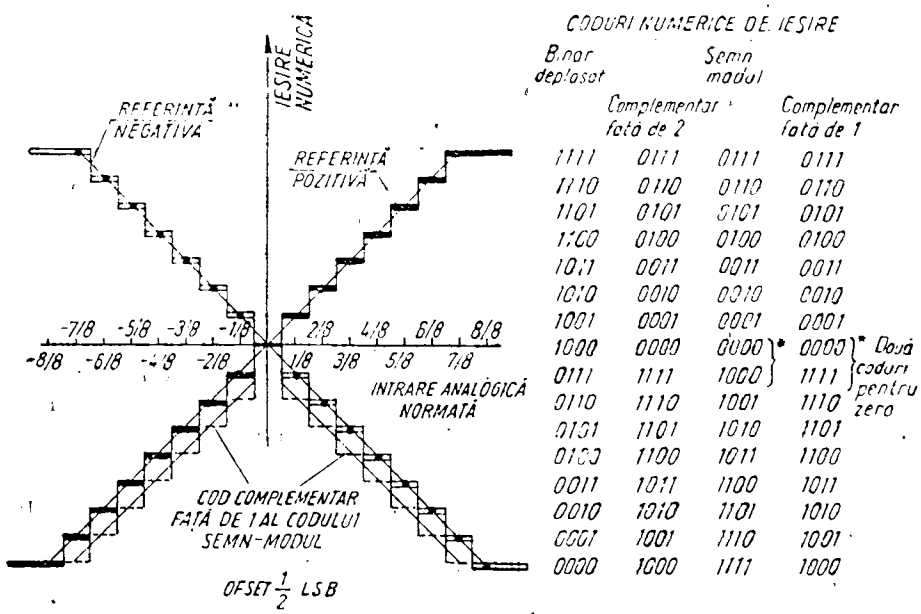


Fig. 3.162. Caracteristici de transfer pentru convertoare *A/D* bipolare de 4 biți cu referințe pozitivă și negativă.

De exemplu, −111 (-7_{10}) se reprezintă, după relația (3.208), prin **000** (complementarea biților) + 2^0 ($m = 0$) = **001**. Cu adăugarea bitului de semn, reprezentarea devine **1001**.

Dacă relația (3.208) se scrie sub forma:

$$X^* = -1 \cdot 2^n + \left(\sum_{i=-m}^{n-1} \bar{a}_i \cdot 2^i\right) + 2^{-m}, \tag{3.209}$$

atunci ea conduce chiar la valoarea numărului reprezentat.

De exemplu, pentru −111 (-7_{10}) se obține:

$N_2 = -1000 + 001 = -111$ sau $N_{10} = -2^3 + 0 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = -7$.

Reprezentarea numerelor cu semn în codul complementar față de 2 reduce operația de scădere la adunare.

De exemplu, 0111 (7_{10}) + 1001 (complementul lui −7) = **10000**, evident neglijîndu-se transportul la rangul superior.

○ **De observat că** în acest cod valoarea zero are o singură reprezentare **(000...0)**.

● **Codul complementar față de 1.** În codul complementar față de 1 numerele pozitive se reprezintă prin expresia:

$$X = 0 \cdot 2^n + \sum_{i=-m}^{n-1} a_i \cdot 2^i, \tag{3.210}$$

iar cele negative — prin expresia:

$$X = 1 \cdot 2^n + \sum_{i=-m}^{n-1} \bar{a}_i \cdot 2^i. \tag{3.211}$$

De exemplu, numerele binare **111** și **−111** au reprezentările **0111** și **1000**.

○ **Observație.** La această reprezentare, pentru zero există două coduri posibile: **000...0** și **111...1.**

● **Codul binar deplasat (cu ofset).** În acest cod bitul de semn are valoarea **1** pentru numerele pozitive și zero pentru numerele negative. Numerele binare cu semn sînt în ordine naturală.

Un **convertor** A/D cu rezoluția de 4 biți și cu domeniul de variație maximă 0...+16 V ($V_m = 16$ V) poate fi trecut să lucreze cu semnale bipolare introducîndu-se un ofset de $V_m/2$ (valoare care corespunde bitului de semnificație maximă), domeniul de variație maximă a tensiunii de intrare deplasîndu-se între −8 V...+8 V (adică o jumătate din domeniul de variație maximă V_m este afectată tensiunilor negative, iar cealaltă jumătate — tensiunilor pozitive). Bitul de semnificație minimă își păstrează valoarea $16\ V/2^4 = 1$ V. Această situație ar corespunde cu datele din tabelul 3.6, la zero volți codul binar fiind **1000** (*MSB*).

Dacă se dorește ca domeniul de variație maximă să fie −16 V...+16 V, atunci trebuie ca la intrare să se facă o atenuare de 1/2 și să se introducă o prepolarizare care corespunde la 16 V. Valoarea bitului de semnificație minimă se dublează la $32\ V/2^4 = 2$ V, deci rezoluția devine de două ori mai mică. Pentru a se menține aceeași rezoluție, numărul de biți ai convertorului trebuie crescut la 5.

○ **Observație.** În legătură cu discuția de mai sus și cu datele din tabelul 3.6, trebuie remarcat că *la trecerea de la un convertor A/D unipolar* cu rezoluția de 3 biți și cu domeniul de variație maximă 0...8 V *la un convertor bipolar* cu domeniul de variație maximă −8...8 V, prin adăugarea bitului de semn se dublează atît domeniul de variație maximă cît și numărul de nivele la ieșire, lățimea treptei de eșantionare rămînînd $1/2^{n-1}$ din domeniul de variație maximă de fiecare polaritate.

Discuția este identică și pentru **convertoarele** D/A, impunîndu-se și aici modificarea factorului de scală dacă se alege domeniul −16 V...+16 V.

Pe lîngă faptul că convertoarele unipolare pot fi trecute foarte simplu să lucreze după codul binar deplasat, mai există și avantajul compatibilității acestui cod cu sistemele de intrare și ieșire ale calculatoarelor, în sensul că trecerea de la codul binar deplasat la codul complementar față de 2 se face numai prin complementarea bitului de semnificație maximă, ceilalți biți rămînînd neschimbați (v. tab. 3.6). De obicei, codul complementar față de 2 este disponibil direct la intrarea sau ieșirea convertoarelor, deoarece circuitele bistabile au terminale pentru ambele ieșiri Q și $\bar{Q}$ (*MSB* complementat).

Codul binar deplasat are dezavantajul schimbării tuturor biților la trecerea prin zero (de exemplu, de la **0111** la **1000** (−1 *LSB* la zero)), ceea ce produce glitch-uri și deci erori de memorare la viteze de lucru mari. În plus, apar și erori statice mari pentru nivelul semnalului analogic de ieșire la codurile binare de intrare care corespund domeniului trecerii acestuia prin zero. Aceste erori sînt legate de erorile cu care se fixează lățimea treptei de eșantionare, erori care cresc odată cu creșterea numerelor binare de intrare. Aceste erori pot să depășească foarte mult toleranțele mici cu care sînt prescrise sursele de referință de tensiune sau de curent. Această situație corespunde cu eroarea care se face la efectuarea diferenței dintre două mărimi de valori apropiate și mari față de diferența dintre ele.

Pentru exemplificarea aspectului de mai sus se consideră convertorul *D/A* din figura 3.163, transformat din acela din figura 3.152 aşa încît să lucreze în regim bipolar. Sursele de tensiune de referinţă, toate egale, sînt reprezentate individual (de exemplu, ca ieşirile 1 logic dintr-un numărător). S-a admis convertorul *D/A* cu o rezoluţie de 10 biţi. Lăţimea treptei de eşantio-

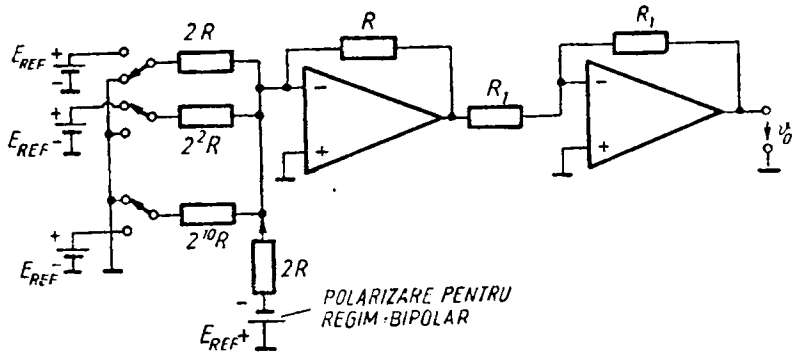


Fig. 3.163. Convertor *D/A* bipolar cu rezoluţia de 8 biţi.

nare, care corespunde codurilor **1000000000** şi **0111111111**, considerînd că sursele de referinţă sînt prescrise cu toleranţa de 0,1%, în situaţia cea mai defavorabilă este dată de diferenţa:

$$\Delta v = \left[\frac{512}{1\,024}E_{REF}(1{,}001) - \frac{512}{1\,024}E_{REF}\ (0{,}999)\right]_{\text{cod } 100\ldots00} =$$

$$= \left[\frac{511}{1\,024}E_{REF}\ (0{,}999) - \frac{512}{1\,024}E_{REF}\ (1{,}001)\right]_{\text{cod } 011\ldots11} = 3\frac{E_{REF}}{1\,024}. \qquad (3.212)$$

Eroarea relativă pentru lăţimea treptei de eşantionare este deci:

$$\varepsilon_r\% = \frac{\Delta v_{real} - \Delta v_{ideal}}{\Delta v_{ideal}} \cdot 100 = \frac{3\frac{E_{REF}}{1\,024} - \frac{E_{REF}}{1\,024}}{\frac{E_{REF}}{1\,024}} \cdot 100 = 200\%. \qquad (3.213)$$

De mai sus, rezultă că tensiunile de ieşire mici, cu valori în jurul lăţimii treptei de eşantionare, sînt obţinute cu erori foarte mari.

● **Codul inversat analogic** nu este un cod propriu-zis, denumirea folosindu-se în legătură cu convertoarele *A/D* şi *D/A* unipolare sau bipolare cu referinţa negativă. Pentru convertoarele bipolare corespondenţa între mărimile de intrare şi ieşire rezultă din figurile 3.161 şi 3.162.

În tabelul 3.7 se dă modul de folosire a codurilor mai uzuale în convertoarele *D/A* şi *A/D*.

Coduri folosite în convertoarele D/A şi A/D *Tabelul 3.7*

	Convertoare D/A	*Convertoare A/D*
Semnal unipolar	Cod biuar natural Cod binar complementat Cod BCD Cod BCD complementat	Cod binar natural Cod binar inversat analogic Cod BCD Cod BCD inversat analogic
Semnal bipolar	Cod binar deplasat Cod binar complementat Cod complementar faţă de 2	Cod binar deplasat Cod complementar faţă de 2 Cod binar deplasat, inversat analogic Cod semn-modul binar Cod semn-modul BCD

La folosirea rețelelor rezistive ponderate binar, ca în figurile 3.149 și 3.152, apar dezavantaje legate de existența unei game mari de valori de rezistențe, de toleranțele acestor valori, de sortarea rezistoarelor și de dificultățile întîmpinate la compensarea variației valorilor rezistențelor cu temperatura etc.

Rețelele rezistive *R/2R* (sau „rețele rezistive în scară") sînt realizate numai cu două valori de rezistențe și elimină total sau parțial dezavantajele menționate mai sus și adaugă o serie de avantaje care determină o largă utilizare în convertoarele integrate moderne.

● În figura 3.164 este dată schema de principiu a unui **convertor *D/A* unipolar cu rezoluția de 4 biți și cu referința de tensiune E_{REF}.** Convertorul este cu referința pozitivă (tensiunea de ieșire v_o este pozitivă și crește cu creșterea numărului binar de intrare). Cu amplificator operațional ideal, tensiunile v_o^* și v_o sînt egale și rețeaua lucrează în gol.

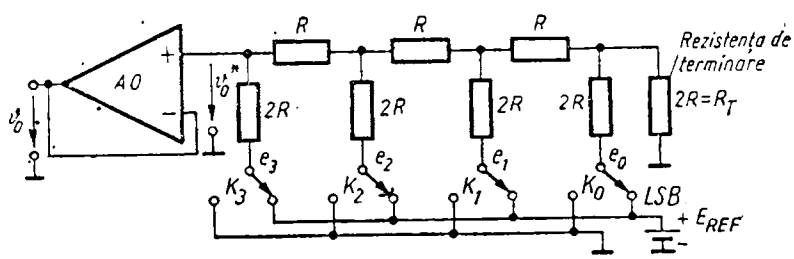


Fig. 3.164. Convertor *D/A* cu rețea *R/2R* și tensiune de referință.

Tensiunea de ieșire v_o^* se poate calcula aplicînd teorema superpoziției. În figura 3.165 se dau schemele de calcul pentru tensiunile de ieșire v_3 și v_2 cu semnale aplicate la intrările e_3 și e_2 și cu toate celelalte intrări la masă. În final, pentru tensiunea totală de ieșire rezultă expresia:

$$v_o^* = \frac{e_3}{2} + \frac{e_2}{4} + \frac{e_1}{8} + \frac{e_0}{16}.$$

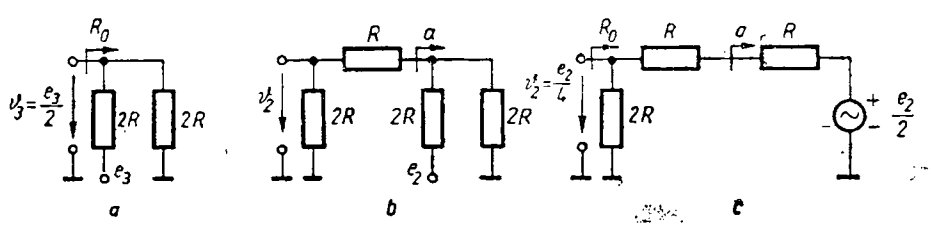


Fig. 3.165. Scheme echivalente de calcul pentru tensiunea de ieșire.

Pentru o rețea cu n intrări, tensiunea de ieșire are expresia:

$$v_o^* = e_{n-1}/2 + e_{n-2}/2^2 + \ldots + e_0/2^n, \qquad (3.214)$$

expresie similară cu (3.204). Deci rețeaua *R/2R* asigură la ieșire o sumă ponderată a tensiunilor de la intrare potrivit relației de conversie din binar în

zecimal. Dacă toate intrările sînt conectate la sursa de referință E_{REF}, tensiunea de ieșire are expresia:

$$v_o^* = E_{REF}(1/2 + 1/2^2 + \ldots + 1/2^n). \tag{3.215}$$

Din schemele echivalente din figura 3.165 se mai observă că rețeaua $R/2R$ are întotdeauna aceeași *rezistență echivalentă de ieșire* $R_o = R$, indiferent de modul de conectare a intrărilor, proprietate avantajoasă în scheme cu amplificatoare operaționale în vederea reducerii efectului curenților de polarizare, aspect care se clarifică mai jos.

● În figura 3.166 este prezentat un **alt mod de conectare a rețelei la intrarea amplificatorului operațional, folosindu-se ca mărime de ieșire curentul rețelei.**

Curentul de ieșire i_o se calculează tot prin aplicarea teoremei superpoziției, avînd în vedere că intrarea inversoare a amplificatorului operațional este virtual la masă, deci se calculează curentul cu ieșirea în scurtcircuit, pentru care rezultă expresia:

$$i_o = \frac{E_{REF}}{R}\left(\frac{1}{2} + \frac{1}{4} + \frac{1}{8} + \frac{1}{16}\right). \tag{3.216}$$

Pentru un convertor cu n intrări, curentul de ieșire este:

$$i_o = \frac{E_{REF}}{R}\left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2^2} + \ldots + \frac{1}{2^n}\right). \tag{3.217}$$

Tensiunea de ieșire v_o are expresia:

$$v_o = -Ri_o = -E_{REF}\left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2^2} + \ldots + \frac{1}{2^n}\right). \tag{3.218}$$

Convertorul din figura 3.166 este cu referință negativă relativ la tensiunea de ieșire (cod inversat analogic) și cu referința pozitivă relativ la curentul de ieșire.

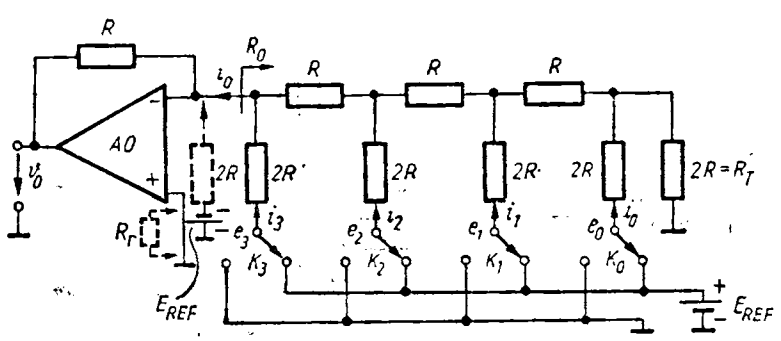


Fig. 3.166. Convertor *D/A* cu rețea *R/2R* și referință de tensiune, cu ieșire în curent.

Rezistența de ieșire R_o a rețelei este o constantă, indiferent de poziția comutatoarelor $K_0 \ldots K_3$. Acest fapt constituie un avantaj deoarece pentru reducerea la minimum a efectului curenților de polarizare, la intrarea neinversoare se poate înseria rezistența $R_r = R \parallel R_o = R/2$, reprezentată punctat.

Pentru a trece convertorul din figura 3.166 să lucreze în **regim bipolar,** este necesar să se completeze rețeaua cu rezistența $2R$ din stînga reprezentată punctat și cu o sursă de tensiune suplimentară. De observat că domeniul de variație maximă a tensiunii de ieșire se păstrează ($-E_{REF}/2$, $E_{REF}/2$).

3.6.4. CONVERTOARE *D/A* CU REȚEA *2/2R* INVERSATĂ (CU COMUTAREA CURENȚILOR) ȘI REFERINȚĂ DE TENSIUNE

În aceste convertoare, la rețeaua $R/2R$ se schimbă intrarea cu ieșirea.

● O schemă pentru un astfel de **convertor unipolar cu rezoluția de 4 biți** este dată în figura 3.167. Deoarece intrarea inversoare a amplificatorului operațional este virtual la masă, rezultă că prin rezistoarele rețelei circulă aceiași curenți indiferent de poziția comutatoarelor K_0-K_3. În această situație se asigură avantajul că puterea disipată de rezistoare este constantă, deci și temperatura lor, exceptînd variația condițiilor de mediu și regimul tranzitoriu la alimentarea schemei. La rețelele ponderate binar curenții circulă numai în anumite ramuri și au valori variabile după numărul binar de intrare.

Pentru *curentul total de ieșire* i_o al convertorului din figura 3.167 cu toate comutatoarele K_0-K_3 în dreapta, deci cu toți biții **1** ai numărului binar de intrare, rezultă expresia :

$$i_o = \frac{E_{REF}}{R}\left(\frac{1}{2}+\frac{1}{4}+\frac{1}{8}+\frac{1}{16}\right). \qquad (3.219)$$

Pentru un convertor de n biți rămîn valabile relațiile (3.217) și (3.218).

Ca și în schema precedentă de convertor, **trecerea în regim bipolar** se realizează prin adăugarea rezistenței $2R$ reprezentată punctat și a unei surse E_{REF} la intrarea inversoare.

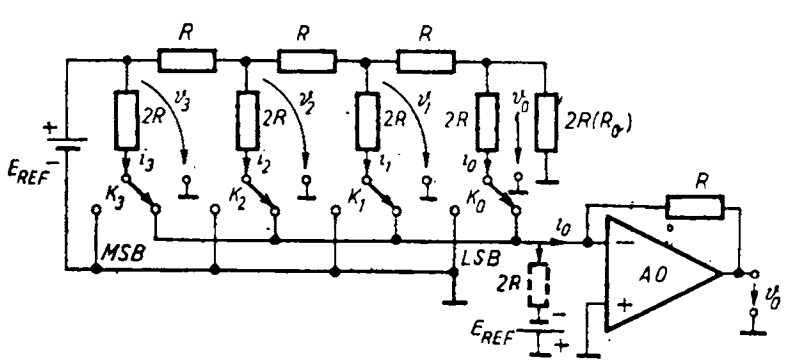


Fig. 3.167. Convertor *D/A* cu rețea *R/2R* inversată.

● Pentru soluțiile noi adoptate în convertoare, din considerente legate de precizie, viteză de conversie, facilități tehnologice de integrare pe scară largă, comanda din exterior a relației de conversie, se impune intrarea paralel și folosirea generatoarelor de curent comandate de codurile binare de intrare [A7]. O aplicație uzuală a rețelelor $R/2R$ în conexiune inversată o constituie realizarea surselor de curent ponderate.

În figura 3.168 se dă schema simplificată a **convertorului** *D/A* **DAC 08** produs şi la noi în ţară, în care se foloseşte o reţea $R/2R$ pentru comanda generatoarelor de curenţi ponderaţi care corespund primilor patru biţi, cei mai semnificativi (tranzistoarele T_2, T_3, T_4, T_5).

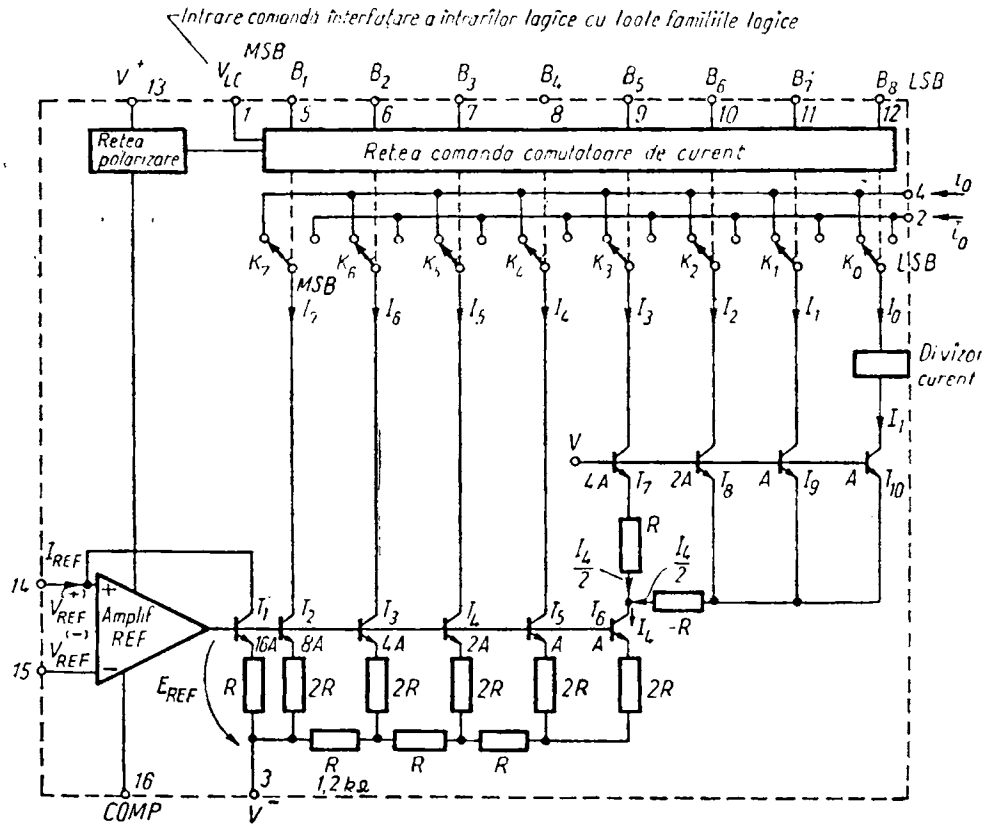


Fig. 3.168. Convertorul DAC 08, schemă simplificată.

Tranzistoarele au arii diferite (A este aria de referinţă) aşa încît toate pot să lucreze cu aceeaşi tensiune v_{BE} (şi aceeaşi densitate a curentului de emitor). În această soluţie se asigură o urmărire termică bună (β şi driftul termic al tensiunilor v_{BE}).

Tranzistorul de referinţă T_1 are curentul prescris precis prin amplificatorul operaţional de referinţă. Curentul de referinţă are expresia:

$$I_{REF} = \frac{E_{REF} - v_{BE}}{R} = 2I_7 \ (2\ MSB). \tag{3.220}$$

Curenţii prin tranzistoarele T_2, T_3, T_4, T_5 şi T_6 sînt ponderaţi ca şi curenţii prin rezistoarele $2R$ din figura 3.167 şi sînt daţi de relaţiile:

$$I_7 = \frac{E_{REF} - v_{BE}}{2R}, \ \ldots, \ I_4 = \frac{E_{REF} - v_{BE}}{16R}, \tag{3.221}$$

În datele de catalog pentru convertorul DAC 08, domeniul de variație maximă (FS) este indicat ca fiind:

$$I_m^* = I_{REF} - 1LSB = \frac{255}{256} I_{REF}, \tag{3.222}$$

și deci treapta de cuantificare (rezoluția) este:

$$i = I_{REF}/2^n \text{ sau } I_m^*/(2^n - 1) \text{ (subparagraful 3.6.1).} \tag{3.223}$$

Generatoarele de curent pentru ultimii patru biți sînt realizate cu tranzistoarele T_7, T_8, T_9, T_{10}. Curentul de colector al tranzistorului T_6, egal cu cel al tranzistorului T_5, (I_4) este înjumătățit prin rezistențele R din emitoarele tranzistoarelor T_7, T_8 (pe rezistențele R este aceeași cădere de tensiune $V - v_{BE}$). Avîndu-se în vedere ariile ponderate ale joncțiunilor tranzistoarelor T_7, ..., T_{10}, rezultă pentru curenții de colector ai acestor tranzistoare expresiile:

$$i_{CT_7} = I_3 = I_4/2,\ i_{CT_8} = I_2 = I_4/4,\ i_{CT_9} = i_{CT_{10}} = I_1 = I_4/8.$$

De mai sus se observă că pentru obținerea curentului corespunzător bitului cel mai puțin semnificativ (LSB), I_0, este necesară divizarea cu doi

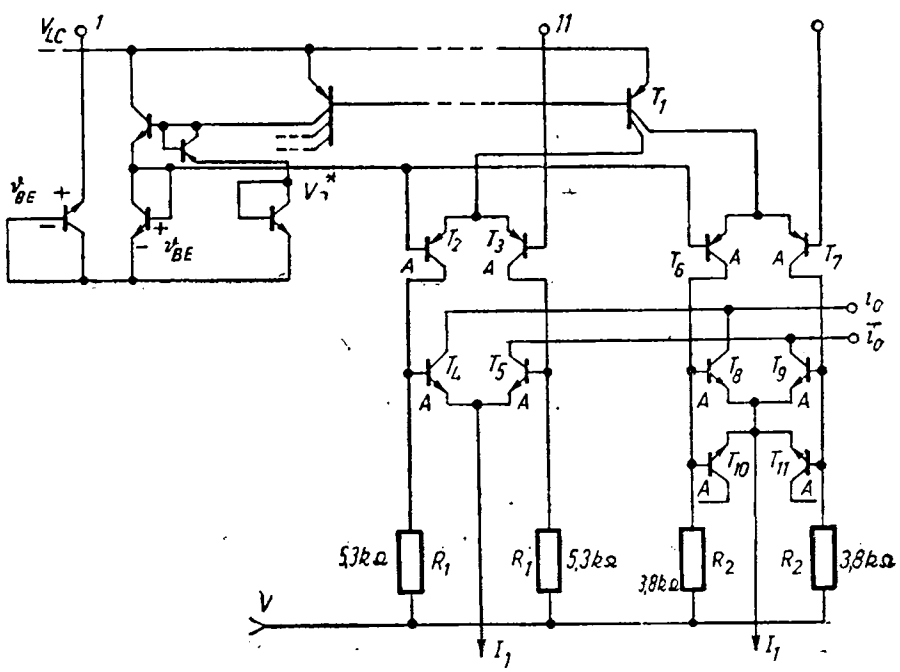


Fig. 3.169. Comutatoarele de curent la convertorul DAC 08 pentru ultimii doi biți.

a curentului de colector al tranzistorului T_{10}, I_1. Modul în care se realizează acest lucru rezultă din figura 3.169, unde sînt reprezentate și comutatoarele de curent pentru ultimii doi biți, cei mai puțin semnificativi (tranzistoarele T_2, T_3, T_4, T_5 și T_6, T_7, T_8, T_9).

Tensiunea V^* este impusă prin tensiunea V_{LC} aplicată la terminalul *1* pentru interfațarea cu circuite logice din diferite familii. Într-o situație dată, tranzistoarele T_2, T_6 au bazele la un anumit potențial, V^*.

Dacă, de exemplu, la intrarea *11* se aplică o tensiune corespunzătoare lui 1 logic (nivel înalt de tensiune), atunci se blochează T_8 și curentul I_1 apare la ieșirea i_0 prin tranzistorul T_4.

Divizarea curentului I_1, pentru a obține curentul I_0 corespunzător bitului cel mai puțin semnificativ, se datorează tranzistoarelor T_{10} și T_{11}, identice cu tranzistoarele T_8, T_9 cu care înjumătățesc curentul I_1 (au aceleași tensiuni v_{BE}).

De exemplu, dacă la intrarea *12* (LSB) se aplică 1 logic, se blochează tranzistoarele T_7, T_8 și curentul I_1 din colectorul tranzistorului T_{10} (fig. 3.168) este repartizat egal prin tranzistoarele T_8, T_{10} (fig. 3.169), curentul lui T_8 fiind disponibil la ieșirea i_0.

Rezistențele R_1 și R_2 au valori diferite pentru a asigura încărcarea egală a colectoarelor tranzistoarelor T_2, T_3, T_6, T_7.

Din descrierea calitativă a funcționării schemei convertorului DAC 08 se observă că prin tranzistoarele folosite ca generatoare de curenți ponderați, curenții circulă în mod continuu, ceea ce asigură o viteză mai mare de lucru, deoarece elimină influența constantei de timp a circuitelor de emitor care apare la generatoarele de curent care lucrează blocat — deschis. De asemenea, nu mai apar probleme de stabilizare datorate cozii termice asociată cu schimbarea puterii disipate [D11].

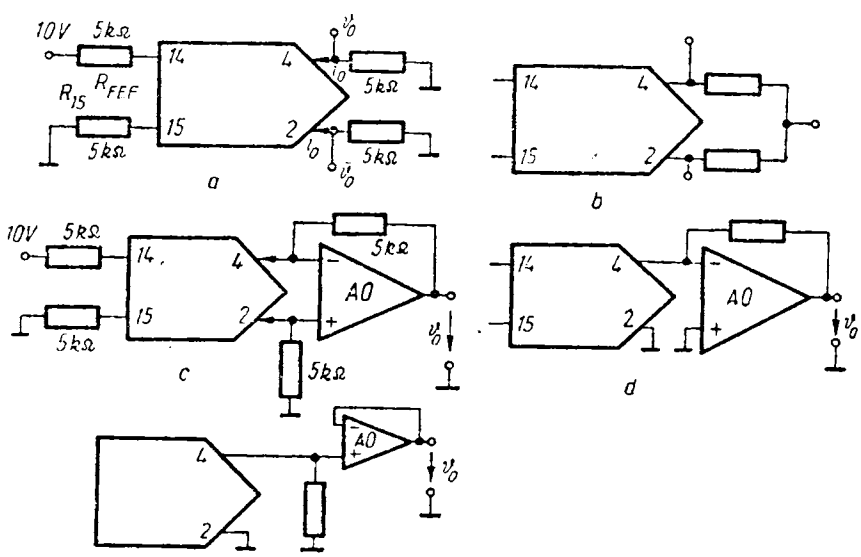


Fig. 3.170. Scheme de conexiuni pentru convertorul DAC 08 :

a — cu tensiuni de ieșire negative complementare (v_0 și $\bar{v}_0$) ; *b* — cu ieșire diferențială ; *c* — cu ofset la ieșire simetric ; *d* — cu tensiune de ieșire pozitivă ; *e* — cu tensiune de ieșire negativă.

În figura 3.170 sînt date **scheme de conexiune posibile pentru convertorul DAC 08,** și anume *cu tensiuni de ieșire negative, complementare, cu ieșire diferențială, cu ofset simetric la ieșire, cu tensiune de ieșire pozitivă* și *cu tensiune de ieșire negativă.*

Pentru schema din figura 3.170, c cu ofset simetric la ieşire se dă în tabelul 3.8 corespondenţa între codurile numerice de la intrare şi nivelul de tensiune de la ieşire.

Tabelul 3.8

Tensiunea de ieşire în funcţie de codul de intrare pentru schema din figura 3.170

	B_1 B_2 B_3 B_4 B_5 B_6 B_7 B_8	V_o
Capăt de scală poz.	1 1 1 1 1 1 1 1	+9,920
Capăt de scală poz. $-LSB$	1 1 1 1 1 1 1 0	+9,840
(+) Scală zero	1 0 0 0 0 0 0 0	+0,040
(—) Scală zero	0 1 1 1 1 1 1 1	—0,040
Capăt de scală neg. $+LSB$	0 0 0 0 0 0 0 1	—9,840
Capăt de scală neg.	0 0 0 0 0 0 0 0	—9,920

○ **Trebuie menţionat că** majoritatea convertoarelor *D/A* sînt cu ieşire în curent, chiar dacă au încorporat şi amplificatorul operaţional de ieşire. Aceasta se face cu scopul de a asigura mai multe facilităţi de utilizare şi pentru a lăsa în răspunderea utilizatorului problemele legate de viteza de răspuns, care poate fi sever limitată de amplificatorul operaţional.

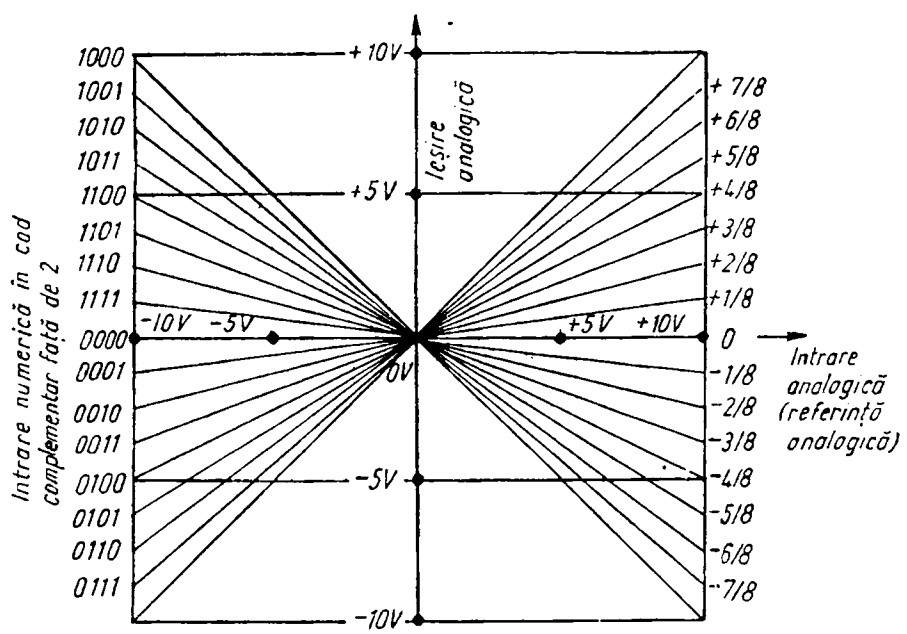


Fig. 3.171. Caracteristica de transfer a unui convertor cu multiplicare.

Convertorul DAC 08 este un convertor cu multiplicare, tensiunea de ieşire fiind proporţională cu produsul dintre numărul de intrare şi tensiunea de referinţă, care poate fi făcută variabilă în funcţie de un semnal analogic de intrare. Modificîndu-se tensiunea de referinţă, se modifică şi domeniul de variaţie maximă a tensiunii de ieşire, ceea ce se exemplifică în figura 3.171

pentru un convertor cu rezoluția de 3 biți plus un bit de semn cu multiplicare în 4 cadrane.

În figura 3.172 se dă un alt exemplu cu folosirea rețelelor $R/2R$ în conexiune inversată pentru generarea curenților ponderați corespunzători primilor 4 biți de semnificație maximă. În grupul sclav realizat cu tranzis-

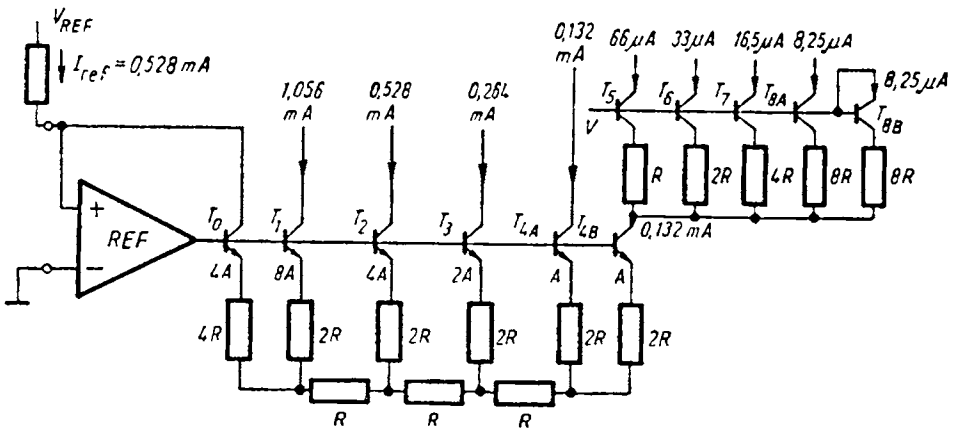


Fig. 3.172. Surse de curenți ponderați „master-slave".

toarele T_5, T_6, T_7, T_{8A}, T_{8B} se folosește o rețea rezistivă ponderată binar. De observat că tranzistorul T_{8B} este necesar pentru a asigura curenți ponderați binar prin tranzistoarele T_5, T_6, T_7, T_{8A}, curenții prin tranzistoarele T_{4A}, T_{4B} fiind egali.

○ **Notă.** Tranzistoarele cu arii ponderate se mai reprezintă și ca în figura 3.173, acelea corespunzînd biților cei mai semnificativi putînd fi considerate ca tranzistoare multiemitor, cu emitoarele conectate împreună.

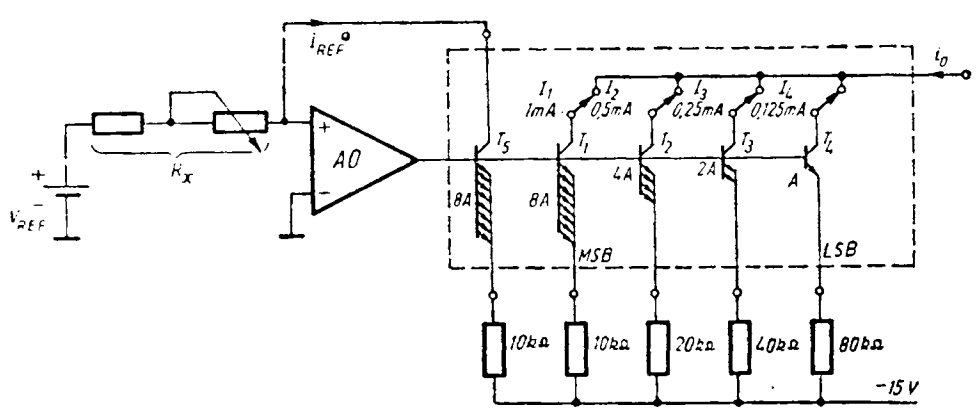


Fig. 3.173. Surse de curent cu tranzistoare cu arii de emitor ponderate.

3.6.5. CONVERTOARE *D/A* CU REȚEA *R/2R* ȘI REFERINȚĂ DE CURENT

Convertoarele *D/A* cu surse de curent au fost introduse din considerente legate de viteză de conversie, așa cum s-a precizat în paragraful precedent.

● În figura 3.174 este dată schema unui **convertor** *D/A* **cu** *n* **curenți de referință și rețea** *R/2R* **încărcată cu** $R_L = R$. Curentul de ieșire i_0, respectiv tensiunea de ieșire v_0, pot fi calculate tot cu teorema suprapunerii. *Curentul total de ieșire* rezultă:

$$i_0 = \sum_{k=0}^{k=n-1} a_k \cdot i_{o,k} = \frac{I_0}{3} 2^{-(n-2)} \sum_{k=0}^{k=n-1} a_k 2^k = \frac{4}{3} I_0 2^{-n} \sum_{k=0}^{k=n-1} a_k 2^k, \quad (3.224)$$

unde a_k sînt biții numărului binar de intrare $a_{n-1}, a_{n-2}, \ldots, a_1, a_0$.

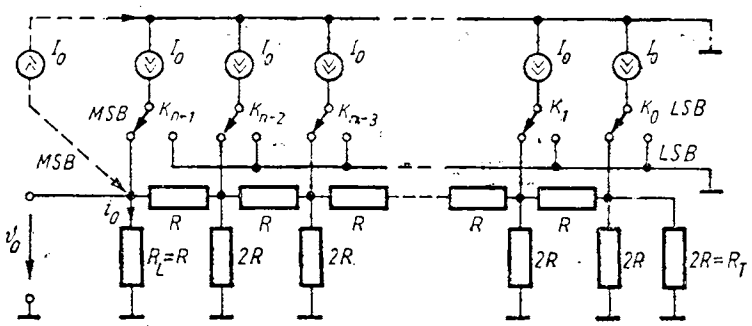


Fig. 3.174. Convertor *D/A* cu *n* referințe de curent I_0 și rețea *R/2R*.

Pentru ca schema din figura 3.174 să lucreze la ieșire *cu semnal bipolar*, trebuie introdus generatorul suplimentar I_0, reprezentat punctat în stînga, situație în care la codul de intrare **10...00** corespunde zero la ieșire (cod binar deplasat).

● La **convertorul** *D/A* din figura 3.175, **rețeaua** *R/2R* **este în gol**, pentru *curentul total* obținîndu-se expresia:

$$i_o = I_0 2^{-n} \sum_{k=0}^{k=n-1} a_k 2^k. \quad (3.225)$$

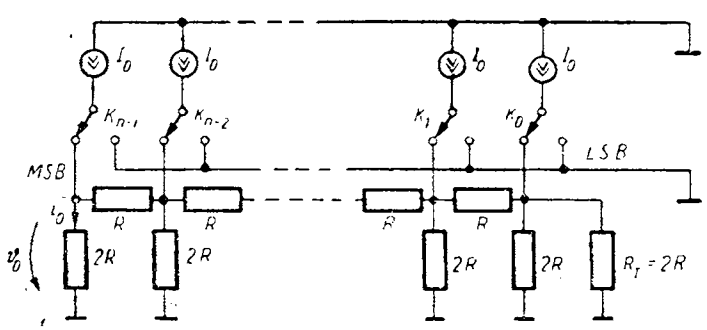


Fig. 3.175. Convertor *D/A* cu *n* referințe de curent I_0 și rețea *R/2R* în gol.

● În figura 3.176 este dat un **convertor D/A cu o singură referință de curent I_0 și cu o rețea $R/2R$ în conexiune inversată.** Curenții i_{n-1}, i_{n-2}, ..., i_1, i_0 au aceleași valori indiferent de poziția comutatoarelor K_{n-1}, K_{n-2}, ..., K_1, K_0 (borna inversoare a amplificatorului operațional este virtual la masă). *Curentul de ieșire* este dat tot de expresia (3.225).

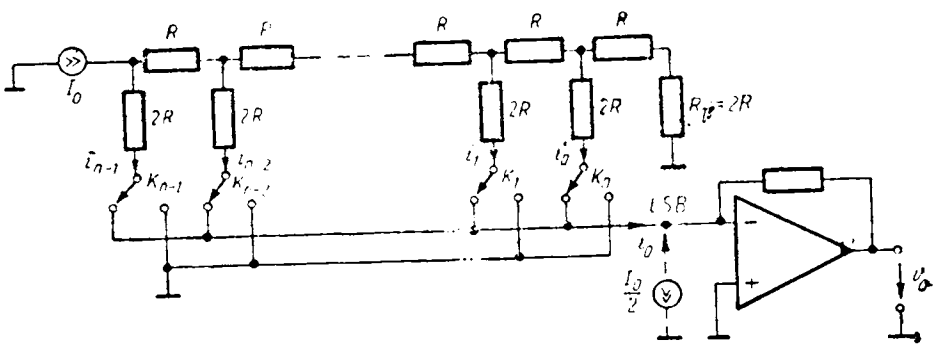


Fig. 3.176. Convertor D/A cu o singură referință de curent și cu rețea $R/2R$.

Cu generatorul de curent suplimentar $I_0/2$ reprezentat punctat se realizează funcționarea *în regim bipolar*.

3.6.6. CONVERTOARE D/A ÎN COD BCD

● Schema unui **convertor cu rețea în scară și referință de tensiune care lucrează în cod BCD 8421** este dată în figura 3.177. Modul de funcționare rezultă direct, prin inspecția schemei.

Rezistențele R_c asigură atenuarea de 1/10 între decade. Determinarea valorii rezistențelor R_c se face cu ajutorul schemelor echivalente din figura

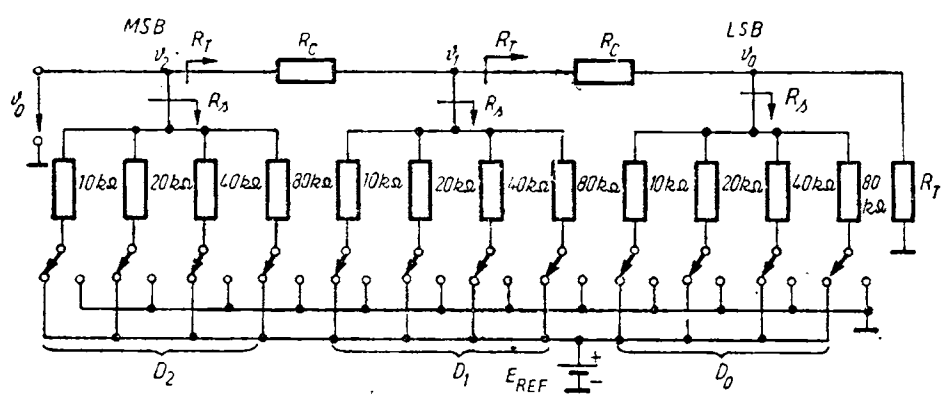


Fig. 3.177. Convertor D/A, cod BCD.

3.178 (fiecare decadă este înlocuită cu o sursă de tensiune echivalentă a cărei valoare depinde de poziția comutatoarelor în serie cu o rezistență echivalentă $R_s = R \parallel 2R \parallel 4R \parallel 8R$). Se presupune că se realizează condiția

$$R_T = R_c + R_s \parallel R_T, \tag{3.226}$$

unde R_T este rezistența de terminare a rețelei.

Pentru un cod de intrare diferit de zero numai la decada D_2 (comutatoarele de la decadele D_1, D_0 sînt toate la dreapta), se obține pentru tensiunea de ieșire expresia :

$$v_{o,\,2} = \frac{R_T}{R_s + R_T}\, e_{d2}. \tag{3.227}$$

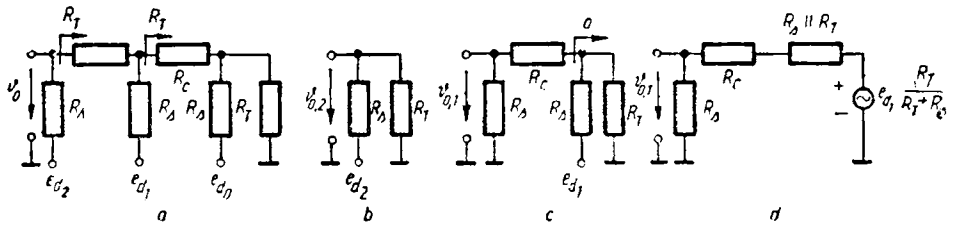


Fig. 3.178. Scheme echivalente de calcul pentru un convertor *D/A*, cod BCD.

Pentru un cod de intrare diferit de zero numai la decada D_1, pentru tensiunea de ieșire se obține expresia :

$$v_{o,1} = e_{d1} \cdot \frac{R_T}{R_T + R_s} \cdot \frac{R_s}{R_s + R_c + (R_s \parallel R_T)}. \tag{3.228}$$

Pentru aceeași poziție a comutatoarelor în decadele D_1, D_2, $e_{d1} = e_{d2}$, fiind necesar ca :

$$v_{o,\,2} = 10\ v_{o,\,1}. \tag{3.229}$$

Cu ultimele relații de mai sus se obține :

$$\frac{R_T}{R_T + R_s} = 10\, \frac{R_T}{R_s + R_T} \cdot \frac{R_T}{R_s + R_T}; \tag{3.230}$$

$$R_T = 9R_s. \tag{3.231}$$

Pentru valorile numerice considerate în schemă, rezultă :

$$R_s = (8/15)R = 80/15\ \text{k}\Omega\,;\ R_T = 48\ \text{k}\Omega\,;\ R_c = 43{,}2\ \text{k}\Omega.$$

● **Rețeaua rezistivă în scară** poate fi **folosită și în conexiune inversată** ca în figura 3.179, mărimea de ieșire fiind curentul i_o. Tensiunile v_2, v_1, v_0 au

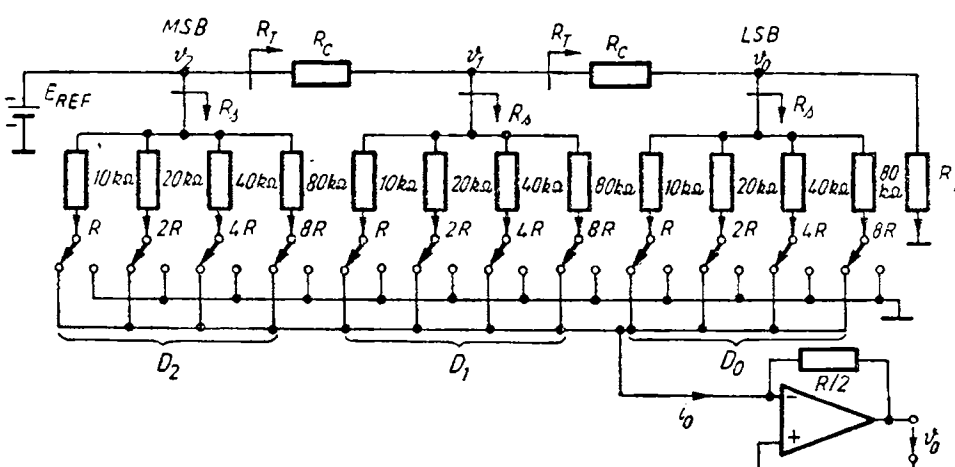


Fig. 3.179. Convertor *D/A* cod BCD, cu rețea *R/2R* în conexiune inversată.

aceleași expresii indiferent de poziția comutatoarelor, și anume:

$$v_2 = E_{REF},\ v_1 = v_2/10,\ v_o = v_1/10, \tag{3.232}$$

pentru calculul acestora folosindu-se expresiile (3.226) și (3.231). Din egalitățile (3.232) se observă direct că în ramurile rețelelor ponderate R, $2R$, $4R$, $8R$ curenții se micșorează de 10 ori de la o decadă la următoarea mai puțin semnificativă.

○ **Precizări**

1) Rezistențele de atenuare R_c pot fi folosite și la convertoarele cu cod binar natural la intrare, în scopul reducerii numărului de rezistențe de valori diferite, topologia schemei rămînînd ca în figura 3.177. În acest caz condiția (3.230) devine de forma:

$$\frac{R_T}{R_T + R_s} = 16\,\frac{R_T}{R_s + R_T} \cdot \frac{R_s}{R_s + R_T}, \tag{3.233}$$

de unde $R_T = 15R_s$ și, cu valorile numerice pentru rezistențele ponderate din figura 3.177, $R_s = 5{,}33$ kΩ, $R_T \cong 80$ kΩ și $R_c = R_T - R_s \parallel R_T = 75$ kΩ.

Datorită rezistențelor de atenuare R_c se obține avantajul reducerii numărului de rezistențe de valori diferite la 6.

2) Rețele în scară de tipul celei din figura 3.177 pot să fie folosite și pentru generarea curenților ponderați utilizînd o soluție similară celei din figura 3.168, de exemplu ca în figura 3.180.

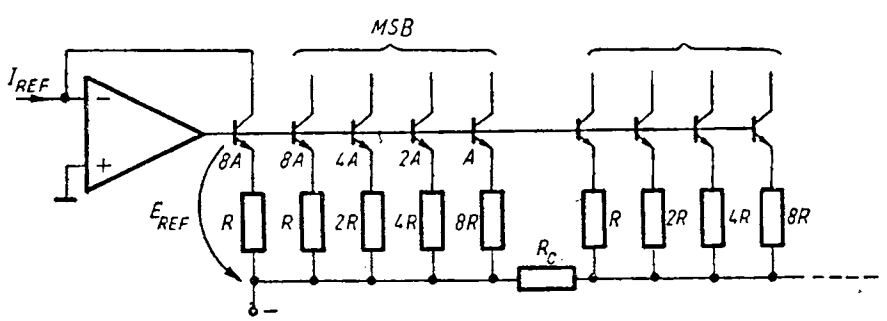


Fig. 3.180. Surse de curenți cu rețele în scară cu rezistențe ponderate și rezistențe de atenuare.

3) Rețeaua în scară din figura 3.177 poate să fie folosită și fără rezistența de terminare R_T. În acest caz, cu aceleași valori pentru rezistențele ponderate: R(10 kΩ), $2R$, $4R$, $8R$ rezultă pentru rezistențele R_c valorile 48 kΩ la codul BCD 8421 la intrare și 80 kΩ la codul binar natural [D24, p. II-36].

● În convertoarele D/A cod BCD sînt folosite și **rețele $R/2R$ cu rezoluția de 4 biți separate cu rețele de atenuare.** Pentru exemplificare, în figura 3.181 se dă schema simplificată a **convertorului AD 7525** (Analog Devices, Inc.). Acesta este un convertor cu rezoluția de $3^1/_2$ digiți. Cu rezistențele R_2, R_3

și R_1, R_5 se asigură atenuările de 1 : 10 între decade. Cu valorile indicate de constructor pentru rezistențe se verifică divizarea cu 10 a tensiunilor de intrare în rețelele $R/2R$ mai puțin semnificative, și anume $v_o = v_{in}/100$ și $v_1 = v_{in}/10$. Rețelele $R/2R$ sînt în conexiune inversată și ieșirea este în

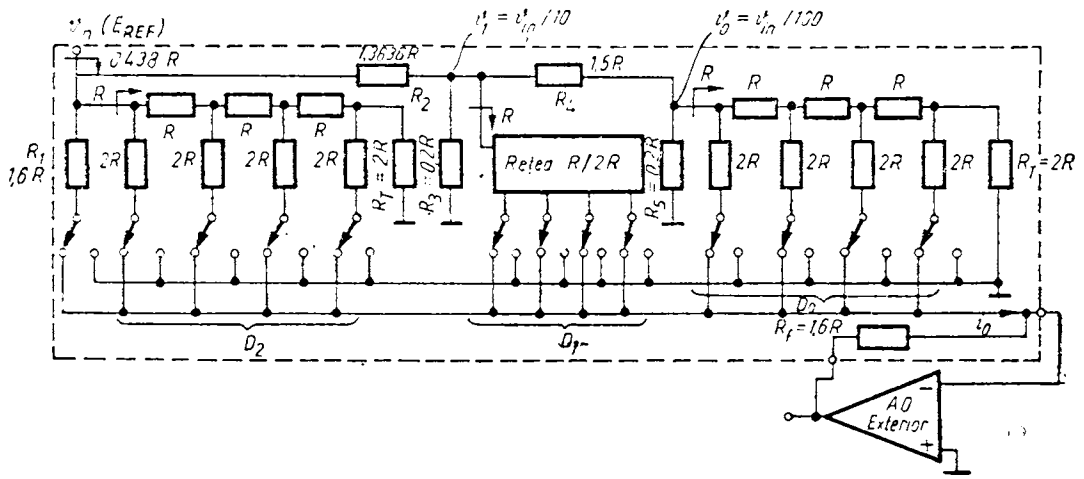


Fig. 3.181. Schema simplificată a convertorului D/A AD 7525, cod BCD.

curent. De observat că codul BCD este 8421. Convertorul este prevăzut cu o rezistență internă $R_f = 1{,}6R$ pentru bucla de reacție a amplificatorului operațional exterior.

3.6.7. CONVERTOARE *A/D* CU REACȚIE

● În domeniul conversiei analog-digitale se utilizează o mare varietate de metode și tipuri de scheme, ceea ce face dificilă o **clasificare a convertoarelor** *A/D*. În plus, domeniul cunoaște o evoluție rapidă în privința îmbunătățirii performanțelor legate de viteza de lucru, de precizie și cost.

Clasificările încercate asupra circuitelor de conversie *A/D* se pot baza pe diferite criterii, cum ar fi [D11]:

● **tipul metodei de conversie**, și anume *conversia directă* și *indirectă*. În *conversia directă* numărul de ieșire este generat operînd direct asupra mărimii de intrare, după această metodă lucrînd convertoarele paralel. O schemă simplă a unui astfel de convertor a fost dată în figura 3.153 pentru a se putea discuta caracteristica de transfer și codurile utilizate în convertoare. La *funcționarea după metodele indirecte*, convertoarele *A/D* realizează o transformare intermediară a mărimii de intrare (de exemplu în frecvență, în timp etc.), mărimea intermediară fiind transformată apoi în mărime numerică după un anumit cod;

● **funcționarea cu ciclu programat sau neprogramat.** *La funcționarea cu ciclu programat* codul numeric de ieșire este generat după o secvență fixă de operațiuni, care se repetă întotdeauna, indiferent de caracteristicile semnalului de intrare (amplitudine, polaritate). Deoarece ciclul de conversie se repetă întotdeauna, *timpul de conversie*, adică intervalul de timp necesar con-

vertorului ca să execute conversia, este constant, nedepinzînd de mărimea semnalului de intrare. *La convertoarele cu ciclu neprogramat*, anumite operații care se execută pe timpul conversiei au loc în intervale de timp diferite pe durata ciclului de conversie, în funcție de amplitudinea semnalului. Timpul de conversie depinde de mărimea semnalului de intrare;

• **folosirea reacției.** La convertoarele cu reacție, în bucla de reacție se află de obicei un convertor D/A a cărui ieșire se compară cu semnalul de intrare. Deci numărul atribuit la ieșire unei mărimi analogice de intrare depinde și de biții deja cunoscuți de la intrarea convertorului D/A. Biții numărului de ieșire nu sînt generați simultan. După modul cum se generează acești biți, convertoarele se împart în două categorii, și anume *cu generarea numărului de ieșire bit după bit* sau *fără generarea bit după bit*. Timpul de conversie *la convertoarele care generează semnalul de ieșire bit după bit* este împărțit într-un anumit număr de subintervale de timp, în fiecare dintre acestea stabilindu-se un număr definit de biți. Dacă în fiecare subinterval se stabilește numai un bit, convertorul este de tip *serie*. Dacă în fiecare subinterval se stabilesc doi sau mai mulți biți, convertorul este de tip *paralel-serie*. *La convertoarele A/D care nu generează numărul de ieșire bit după bit*, convertorul D/A din bucla de reacție este comandat de un numărător, dînd la ieșire un semnal în trepte care se compară cu semnalul analogic;

• **forma semnalului generat intern care se compară cu semnalul analogic de intrare.** Din acest punct de vedere convertoarele pot fi *cu circuit de tip integrator* sau *cu circuite cu compararea unor valori discrete de tensiuni*. *Convertoarele cu circuite de integrare* au avantajul că pot elimina zgomotele suprapuse peste semnalul util, dacă acestea au perioada egală cu un submultiplu al timpului de integrare.

• **Convertor A/D care funcționează după metoda numărătorului.** O schemă bloc pentru un astfel de convertor este dată în figura 3.182.

În stare de așteptare, bistabilul RS este resetat ($Q = 0$) și poarta SI este inhibată, blocîndu-se accesul impulsurilor de tact la intrarea numărătorului, care se presupune inițializat în starea zero (șters). În această situație, ieșirea convertorului D/A este zero. Semnalul de intrare v_{in} determină la ieșirea comparatorului nivelul de tensiune corespunzător lui **0** logic.

Dacă se aplică un impuls de start, de exemplu în momentul *1* în figura 3.183 unde sînt date semnalele la intrarea comparatorului și semnalul analogic reconstituit din datele conversiei, bistabilul basculează în starea $Q = 1$, se activează poarta SI și începe generarea semnalului în trepte la ieșirea convertorului D/A, potrivit stărilor numărătorului. Cînd semnalul la ieșirea convertorului D/A devine egal cu v_{in}, (practic ceva mai mare) se schimbă nivelul tensiunii la ieșirea comparatorului corespunzător nivelului de 1 logic, bistabilul trecînd în starea $Q = 0$ și blocînd accesul impulsurilor de tact la intrarea numărătorului. Numărul cu care rămîne încărcat numărătorul este rezultatul conversiei A/D.

La convertoarele A/D care lucrează după metoda numărătorului, timpul de conversie depinde de mărimea semnalului de intrare. Dacă convertorul are n biți, timpul de conversie maxim este egal cu $T_{max} = 2^n T_c$, unde T_c este perioada impulsurilor de tact.

Perioada minimă a impulsurilor de tact este legată de timpul maxim de propagare al numărătorului, $\Delta t_{n,max}$, de timpul maxim de răspuns (timpul de conversie) al convertorului D/A, $\Delta t_{D/A,\,max}$, și de timpul de răspuns maxim al comparatorului, $\Delta t_{c,max}$, fiind necesar ca:

$$T_c > \Delta t_{n,max} + \Delta t_{D/A.max} + \Delta t_{c,max}. \qquad (3.234)$$

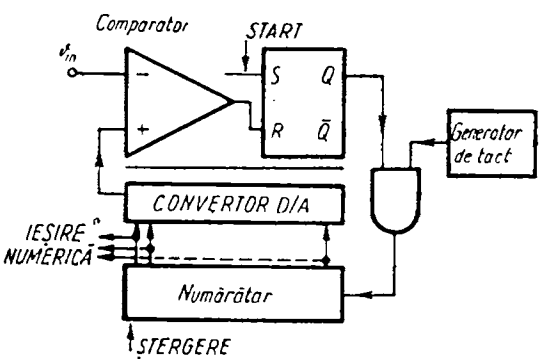


Fig. 3.182. Schema bloc a unui convertor A/D cu reacție care funcționează după metoda numărătorului.

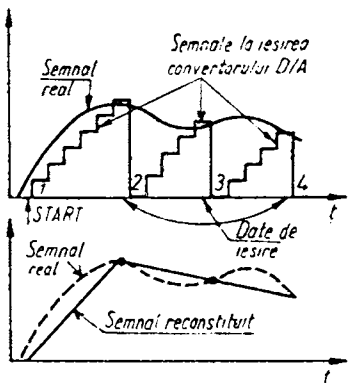


Fig. 3.183. Semnale analogice la intrarea comparatorului și semnalul reconstituit din datele de ieșire.

Convertoarele care funcționează după metoda numărătorului, având timpi de conversie mai mari, trebuie să aibă la intrare circuite de eșantionare-memorare.

● **Convertor A/D cu conversie continuă (convertor cu urmărire).** Acest convertor, cu schema bloc din figura 3.184, este o variantă a convertorului

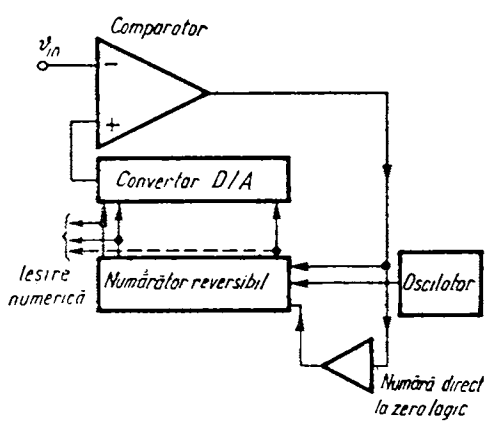


Fig. 3.184. Convertor D/A cu conversie continuă.

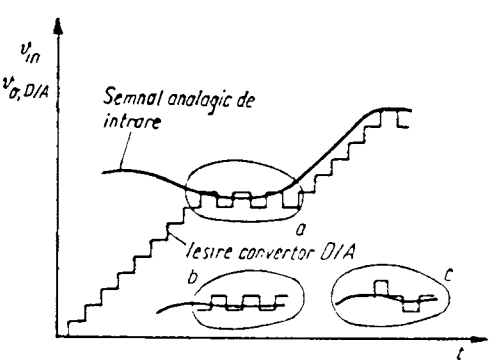


Fig. 3.185. Tensiunile de intrare ale comparatorului din schema unui convertor D/A cu conversie continuă.

care lucrează după metoda numărătorului. Numărătorul folosit în convertoarele cu urmărire este reversibil.

În figura 3.185, unde se dau variațiile tensiunilor la intrările comparatorului, s-a admis că inițial numărătorul este șters și deci ieșirea compara-

torului corespunde stării de **0** logic, ceea ce determină ca numărătorul să numere în sens direct (crescător), la ieșirea convertorului D/A obținîndu-se un semnal în trepte pînă la depășirea semnalului de intrare v_{in}, situație în care se schimbă sensul de numărare, deoarece ieșirea comparatorului ia nivelul care corespunde la **1** logic.

Dacă semnalul de intrare v_{in}, după ce este „prins", rămîne constant, regimul numărătorului continuă cu schimbarea numai a bitului de semnificație minimă, putînd fi erori de cel mult $\pm 1LSB$, ceea ce sugerează prin detaliile *b* și *c* din figura 3.185, care pot să apară pe durata domeniului *a*.

Dacă regimul de mai sus nu este permis, se pot introduce circuite suplimentare care blochează accesul impulsurilor de ceas la numărător dacă variațiile semnalului de intrare sînt mai mici ca $1LSB$. Frecvența impulsurilor de ceas depinde de rezoluția convertorului și de spectrul de frecvență al semnalului analogic. Pentru a pune în evidență această dependență, se consideră la intrarea convertorului un semnal sinusoidal, ca în figura 3.186. Perioada impulsurilor de tact T_c poate fi cel mult egală cu timpul Δt necesar pentru ca semnalul de intrare să-și modifice mărimea cu $1LSB$ la cea mai mare viteză de variație. Cu notațiile din figura 3.186 se pot scrie relațiile:

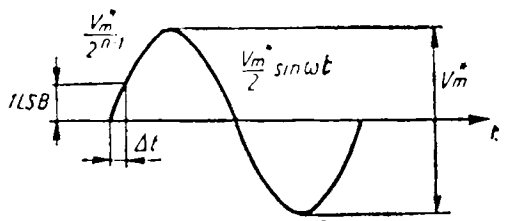


Fig. 3.186. Determinarea frecvenței minime a impulsurilor de tact la un convertor A/D.

$$\frac{V_m^*}{2^n-1} = \frac{V_m^*}{2}\sin\omega\Delta t,\ \sin\omega\Delta t = \frac{2}{2^n-1}. \qquad (3.235)$$

Frecvența de ceas cea mai mică posibilă este deci:

$$f_c = \frac{1}{\Delta t} \cong \pi f(2^n - 1). \qquad (3.236)$$

Pentru un convertor cu rezoluția de 8 biți și frecvența semnalului sinusoidal de 1 kHz, rezultă $\Delta t = 1/3{,}14\ (256 - 1) = 1{,}25\ \mu s$ și $f_c = 800{,}7$ kHz.

Frecvența maximă a impulsurilor de ceas este limitată de timpii de propagare ai semnalelor prin circuitele logice din schemă, de tipul de răspuns maxim al convertorului D/A și al comparatorului. Pentru a stabili această legătură trebuie cunoscută schema și regimul de lucru.

○ **Notă.** Convertoarele cu schemele bloc din figurile 3.182 și 3.184 sînt cu conversie directă, cu ciclu neprogramat, cu comparare directă și care nu generează numărul bit cu bit.

3.6.8. CONVERTOARE *A/D* CU APROXIMAȚII SUCCESIVE

Acest tip de convertoare asigură o viteză de lucru relativ mare și o precizie bună la un grad de complexitate mediu. În prezent, aceste convertoare se realizează și sub forma unui circuit integrat unic.

La funcționarea după metoda aproximațiilor succesive se folosește *compararea bit cu bit* în loc de numărarea continuă. La comanda de start a con-

versici se generează un semnal egal cu $V_m/2$ cu care se compară tensiunea de intrare. V_m este domeniul de variație maximă a tensiunii de intrare, v_{in} Dacă $v_{in} > V_m/2$, MSB este **1**; dacă $v_{in} < V_m/2$, MSB este **0**. Pentru determinarea următorului bit se generează semnalul $\frac{3}{4} V_m$ dacă MSB este **1** sau $\frac{1}{4} V_m$ dacă MSB este **0**. Al doilea bit este **1** sau **0** după cum $v_{in} > \frac{3}{4} V_m$

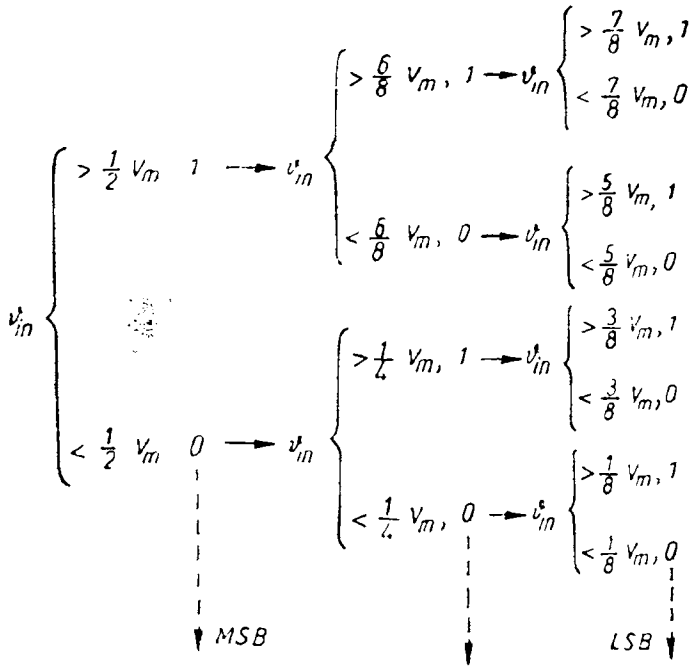


Fig. 3.187. Succesiunea comparărilor la un convertor *A/D* cu aproximații succesive și cu rezoluția de 3 biți.

sau $v_{in} < \frac{3}{4} V_m$ cînd $MSB = 1$. Cu $MSB = 0$, al doilea bit este **1** pentru $v_{in} > \frac{1}{4} V_m$ sau **0** pentru $v_{in} < \frac{1}{4} V_m$ etc., procesul continuînd pînă se ajunge la bitul de semnificație minimă.

De exemplu, pentru un convertor cu rezoluția de 3 biți succesiunea comparațiilor este ca în figura 3.187.

● În figura 3.188 se dă schema bloc pentru un **convertor *A/D* cu aproximații succesive fără reacție** denumit *cu propagare de tip serie, sau mai* simplu *convertor serie,* cu rezoluția de 3 biți, pentru a exemplifica realizarea conversiei după succesiunea dată în figura 3.187. Schema este realizată cu trei comparatoare C_2, C_1, C_0 și trei convertoare digital — analogice, D/A_1, D/A_2, D/A_3, toate cu același domeniu de variație maximă, V_m. De exemplu, dacă $\frac{6}{8} V_m < v_{in} < \frac{7}{8} V_m$, atunci comparatorul C_2 are la ieșire nivelul **1** logic

deoarece $v_{in} > V_m/2$, convertorul D/A_2 asigură la ieșire nivelul $\frac{6}{8} V_m$ și deci C_1 are la ieșire nivel corespunzător lui **1** logic. Convertorul D/A_3 are la ieșire nivelul $\frac{7}{8} V_m$ și comparatorul C_0 este la ieșire cu nivelul **0** logic ($LSB = \mathbf{0}$).

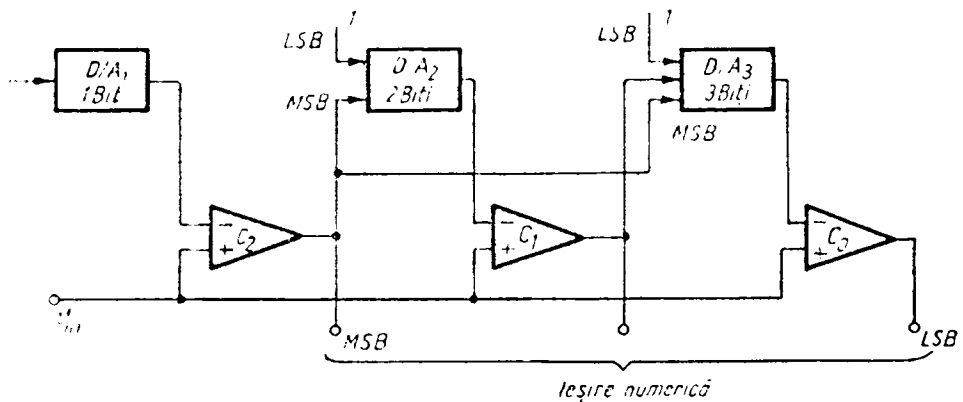


Fig. 3.188. Convertor A/D cu aproximații succesive.

● **Convertoarele A/D cu aproximații succesive** sînt realizate de obicei **cu un singur comparator și cu reacție,** caz în care se cere o logică mai complicată și, evident, crește durata ciclului de conversie. O schemă simplificată pentru un astfel de convertor este dată în figura 3.189.

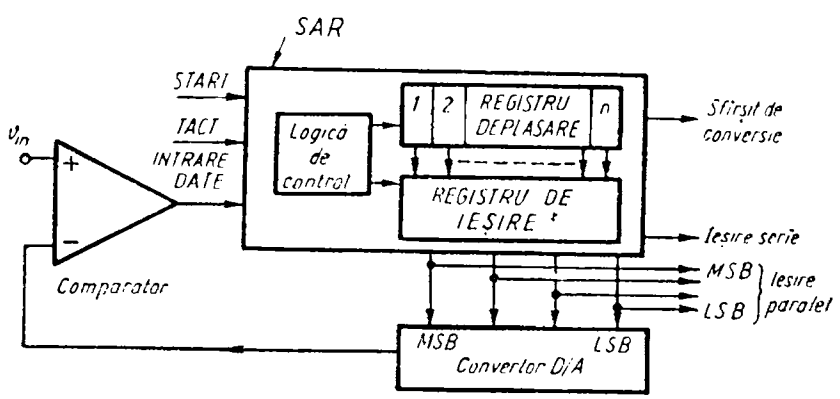


Fig. 3.189. Convertor A/D cu aproximații succesive cu **un singur** comparator.

Acest convertor este cu reacție și are ca element nou registrul de aproximații succesive SAR*. La comanda start, SAR dă la ieșire numărul **100...0,** care comandă convertorul D/A, la ieșirea căruia se obține o tensiune $V_m/2$.

Dacă tensiunea de intrare $v_{in} > V_m/2$, comparatorul își păstrează starea și la al doilea impuls de tact SAR generează la ieșire numărul **1100...0;**

* SAR reprezintă inițialele cuvintelor din lb. engleză „Succesive Approximation Register"

dacă $v_{in} < V_m/2$, comparatorul își schimbă starea la ieșire, ceea ce determină ca SAR să genereze numărul **0100...0**. La ieșirea convertorului în cele două situații se obțin tensiunile $\frac{3}{4}V_m$ sau, respectiv, $V_m/4$. Succesiunea comparărilor se face după algoritmul descris anterior, numai că nivelele de tensiune sînt comandate de SAR.

Procesul de conversie se termină cînd se ajunge la ultimul bit.

Durata ciclului de conversie la un convertor cu rezoluția de n biți depinde de duratele celor n încercări de comparație, care pot fi egale, aceasta depinzînd de faptul dacă se schimbă sau nu starea la ieșirea comparatorului.

● **Convertor A/D cu aproximații succesive cu comparare în curent.** Pentru creșterea vitezei de conversie, la intrarea comparatorului se folosește direct curentul de ieșire al convertorului. În acest fel se elimină influența timpului de răspuns al amplificatorului de la ieșirea invertorului D/A. Acest regim de lucru se exemplifică în figura 3.190. Tensiunea la ieșirea comparatorului este pozitivă cînd $i_o > i_{in}$. Această tensiune se limitează la +5 V, tensiunea diodei Zener. Tensiunea negativă la ieșirea comparatorului este limitată la tensiunea de deschidere în sens direct a diodei.

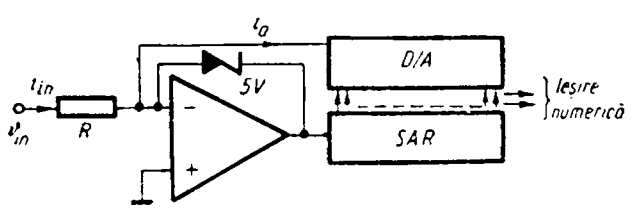


Fig. 3.190. Convertor A/D cu aproximații succesive cu comparare în curent.

Metoda de comandă în curent a comparatorului se folosește și la alte tipuri de convertoare A/D.

○ În legătură cu posibilitățile de utilizare ale convertoarelor D/A cu aproximații succesive, **trebuie menționat că** acestea nu pot fi folosite în aplicații de tip histogramă, în care se lucrează cu distribuții de amplitudine. Aceasta se datorează treptelor de cuantificare inegale, ceea ce determină neliniaritate diferențială mare (parametru definit în subparagraful 3.6.13).

3.6.9. CONVERTOARE *A/D* CU INTEGRARE

● **Convertor cu integrare cu două pante (dublă rampă).** O schemă bloc pentru un astfel de convertor este dată în figura 3.191.

La începutul procesului de conversie, logica de control comandă descărcarea condensatorului C (prin intermediul comutatorului K_2), încarcă numărătorul reversibil cu un număr N_1 care corespunde unei anumite valori a factorului de scală (fixează numărătorul ca să numere invers), iar apoi

pune comutatorul K_1 pe poziția v_{in} și deschide pe K_2. La ieșirea integratorului se obține o rampă pozitivă — vezi figura 3.192 — (v_{in} este negativ), care prin intermediul comparatorului comandă deschiderea porții permițînd accesul impulsurilor date de oscilator la intrarea numărătorului reversibil. În mo-

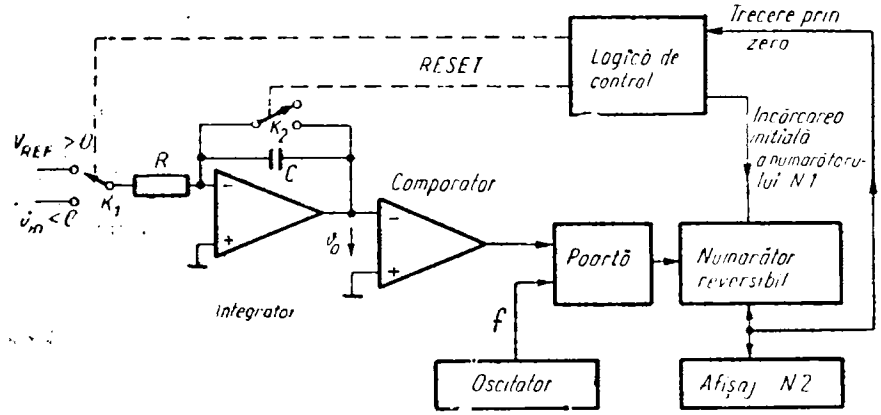


Fig. 3.191. Convertor *A/D* cu două pante de integrare.

mentul t_1 în care numărătorul ajunge în starea zero prin intermediul logicii de control, se comandă comutarea intrării integratorului pe o tensiune de referință V_{REF} (de semn contrar tensiunii v_{in}), numărătorul se comandă ca să numere direct. Tensiunea de la ieșirea integratorului scade pînă în momentul t_2, în care atinge o valoare nulă. Imediat după t_2 ieșirea comparatorului își schimbă starea și blochează poarta. Conținutul numărătorului rămîne înghețat la o valoare N_2 corespunzătoare impulsurilor sosite la intrarea sa în intervalul t_1, t_2.

Deoarece stările inițiale și finale ale condensatorului C sînt identice, sarcina care s-a acumulat în intervalul 0, t_1 trebuie să fie egală cu sarcina cedată în intervalul t_1, t_2:

$$\frac{1}{R}\int_0^{t_1} |v_{in}|\,dt = \frac{1}{R}\int_{t_1}^{t_2} V_{REF}\,dt, \qquad (3.237)$$

deci

$$v_{in} = \frac{\Delta t_2}{\Delta t_1} V_{REF}. \qquad (3.238)$$

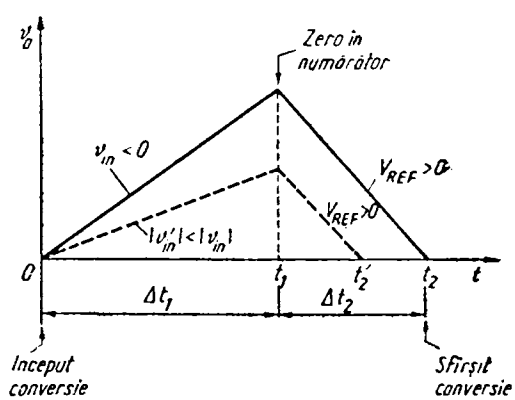


Fig. 3.192. Tensiunea de ieșire a integratorului la un convertor *A/D* cu două pante.

Deoarece

$$\Delta t_1 = \frac{N_1}{f}, \quad \Delta t_2 = \frac{N_2}{f}, \qquad (3.239)$$

rezultă

$$|v_{in}| = \frac{N_2}{N_1} V_{REF}, \qquad (3.240)$$

deci la ieșirea numărătorului, la sfîrșitul procesului de conversie, se obține un număr N proporțional cu $|v_{in}|$.

Durata unui ciclu de conversie este

$$\Delta t_1 + \Delta t_2 = \frac{1}{f}(N_1 + N_2). \tag{3.241}$$

O proprietate avantajoasă a convertorului cu două pante constă în faptul că rezultatul conversiei este independent de valorile frecvenței oscilatorului, f, a capacității C și a rezistenței R.

Erorile care apar la acest tip de conversie sînt determinate de variația rezistențelor comutatoarelor, de derivele integratorului și comparatorului, de sarcinile parazite injectate în capacitatea de integrare, de semnalele de comandă ale comutatoarelor, nesincronizarea impulsurilor oscilatorului cu începutul primei rampe, instabilitatea tensiunii de referință, instabilitatea pe termen scurt a frecvenței oscilatorului, neliniaritatea rampelor și de zgomotele introduse pe modul comun și pe modul diferențial.

● **Convertor A/D cu dublă integrare cu trei pante.** Convertorul cu trei pante a fost introdus în vederea reducerii timpului de conversie. Schema bloc simplificată pentru acest convertor este dată în figura 3.193.

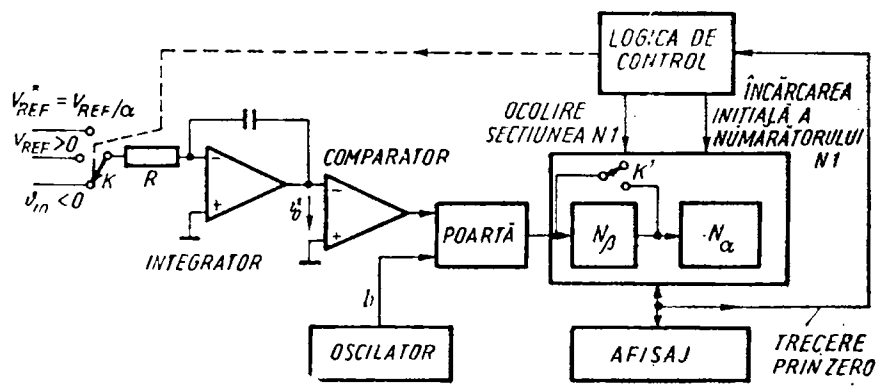


Fig. 3.193. Schema bloc a unui convertor cu trei pante.

Numărătorul reversibil este împărțit acum în două secțiuni, N_α și N_β. Impulsurile care trec prin poartă intră — în funcție de semnalul dat de logica de control — fie la intrarea secțiunii N_β și trec apoi în secțiunea N_α, fie numai în secțiunea N_α, ocolind secțiunea N_β.

Variația tensiunii de la ieșirea integratorului pe durata unui ciclu de conversie este dată în figura 3.194.

Încărcarea inițială a numărătorului $N_\alpha + N_\beta$ este N_1; sensul de numărare este invers. În intervalul Δt_1 (fig. 3.194) se integrează tensiunea v_{in}. În momentul t_1 în care numărătorul trece prin zero, tensiunea la ieșirea integratorului are expresia:

$$v_o(t_1) = \frac{1}{RC} \cdot \frac{N_1}{f} \mid v_{in} \mid. \tag{3.242}$$

După momentul t_1 numărătorul este comandat să numere direct.

În intervalul Δt_2 impulsurile de la ieșirea porții sînt dirijate direct la un rang superior al numărătorului, și anume la intrarea în secțiunea N_α (K' este închis). Evident,

$$\Delta t_2 = \frac{1}{\alpha f} N'_2, \tag{3.243}$$

unde N_2' este numărul înregistrat în secțiunea N_α în intervalul Δt_2. În momentul t_2 tensiunea v_o are expresia:

$$v_o(t_2) = \frac{1}{RC} \cdot \frac{N_1}{f} |v_{in}| - \frac{1}{RC_i} \cdot \frac{N_2'}{\alpha f} V_{REF}. \qquad (3.244)$$

În acest moment logica de comandă trece comutatorul K în poziția $V_{REF}^* = V_{REF}/\alpha$ și deschide comutatorul K'. Pînă la trecerea prin zero (cînd se blochează poarta P) în numărător se acumulează N_2'' impulsuri. Evident,

$$\Delta t_3 = \frac{1}{f} N_2''. \qquad (3.245)$$

Deoarece

$$v_o(t_3) = \frac{1}{RC} \cdot \frac{N_2}{f} |v_{in}| - \frac{1}{RC} \cdot \frac{N_2'}{\alpha f} V_{REF} - \frac{1}{RC} \cdot \frac{N_2''}{f} \cdot \frac{V_{REF}}{\alpha} \equiv 0, \qquad (3.246)$$

rezultă

$$|v_{in}| = \frac{V_{REF}}{\alpha} \cdot \frac{N_2' + N_2''}{N_1}. \qquad (3.247)$$

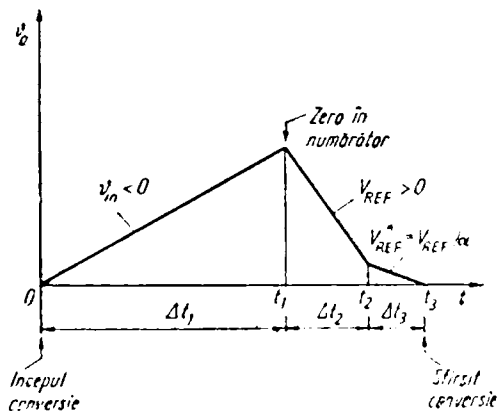


Fig. 3.194. Variația tensiunii de ieșire a integratorului la un convertor A/D cu trei pante.

Timpul necesar pentru un ciclu de conversie este

$$\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 = \frac{1}{f}\left(N_1 + \frac{N_2'}{\alpha_i} + N_2''\right). \qquad (3.248)$$

Deoarece numerele cu care se încarcă numărătoarele din schemele 3.191 și 3.193 la sfîrșitul conversiei trebuie să fie aceleași pentru aceeași valoare a lui v_{in}, $N_2 = N_2' + N_2''$, din compararea relațiilor (3.241) și (3.248) rezultă că timpul de conversie în ultimul caz este mai mic.

De observat că cele de mai sus sînt valabile și cu restricția V_{REF}^* (fig. 3.193) $= V_{REF}$ (fig. 3.191).

În referința [A7] este descris modul de funcționare al convertoarelor cu integrare în mai multe pante și cu dublă integrare multiplu repetată.

● **Convertor A/D cu integrare în patru pante.** Această metodă de funcționare a fost elaborată de compania ANALOG DEVICES și este aplicată în convertorul monolitic AD 7550 cu rezoluția de 13 biți. Prin această metodă se reduce efectul tensiunilor de ofset și al derivelor lor, al curenților de polarizare și al derivelor lor și al derivelor tensiunilor de referință. Aceasta se realizează prin măsurarea combinată a tensiunii de intrare și a tensiunii masei analogice V_M.

Schema bloc și variația tensiunii la ieșirea din integrator sînt date în figurile 3.195 și 3.196. Pentru integrator, în privința tensiunilor de intrare pot fi 4 moduri de aplicare ale acestora: starea de așteptare, în care este închis numai comutatorul K_0, tensiunea de ieșire a integratorului fiind limitată la valoarea V_{CLAMP}, iar amplificatorul din integrator lucrînd ca repetor.

La comanda de start, momentul 0, se închide numai comutatorul K_2, curentul de descărcare al condensatorului fiind: $\frac{1}{R}(V_{REF} - V_{REF}/2)$, tensiunea de ieșire v_o a integratorului tinzînd spre zero după legea:

$$v_o = V_{CLAMP} - \frac{1}{RC}(V_{REF} - V'_{REF})t. \qquad (3.249)$$

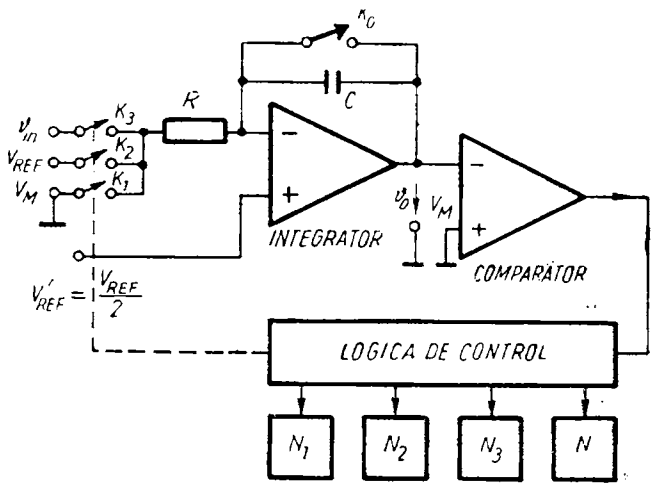


Fig. 3.195. Schema bloc a unui convertor cu integrare în patru pante.

În momentul t_1, cînd tensiunea v_o devine egală cu tensiunea de prag a comparatorului (potențialul masei analogice în cazul figurii 3.195), se termină faza F_0 de pregătire și începe faza F_1 pe durata căreia (Δt_1) se închide comutatorul K_1 și se declanșează numărătoarele N_1 și N_2. În acest interval se integrează tensiunea masei analogice, curentul de încărcare al condensatorului C fiind $(V'_{REF} - V_M)/R$. Cînd numărătorul N_1 se descarcă cu numărul $N_1 = \Delta t_1/T_c$, număr impus inițial prin logica de control, se recunoaște starea zero și începe faza F_2, pe durata căreia ($\Delta t'_2$) este închis numai comutatorul K_2 și numără în continuare numărătorul N_2, curentul de descărcare al condensatorului fiind $(V'_{REF} - V'_{REF})/R$. În această fază tensiunea v_o are expresia:

$$v_o = v_o(t_1) - \frac{V_{REF} - V'_{REF}}{RC}\int_0^t \mathrm{d}t = \frac{V'_{REF} - V_M}{RC}\Delta t_1 - \frac{V_{REF} - V'_{REF}}{RC}t. \qquad (3.250)$$

La sfîrșitul intervalului $\Delta t'_2$, $v_o(t_3) = 0$, din relația (3.250) rezultînd:

$$-\frac{V_M - V'_{REF}}{RC}N_1T_c = \frac{V_{REF} - V'_{REF}}{RC}\Delta t'_2. \qquad (3.251)$$

Faza F_3 începe în momentul t_3 cînd, datorită schimbării nivelului tensiunii de ieșire a comparatorului, se comandă închiderea comutatorului K_3 (celelalte sînt deschise) și se declanșează și numărătorul N_3, N_2 continuînd să numere pînă ce se descarcă cu numărul $4N_1$, moment în care blocul logic comandă sfîrșitul fazei F_3 (momentul t_4).

La sfîrșitul fazei F_3, tensiunea de ieșire are expresia:

$$v_o(t_4) = \frac{V'_{REF} - V_{in}}{RC}(3N_1T_c - \Delta t'_2). \tag{3.252}$$

În faza F_4, care începe în momentul t_4, se comandă din nou închiderea lui K_2 și deschiderea lui K_3, tensiunea de ieșire v_o variind după legea:

$$v_o = v_o(t_4) - \frac{V_{REF} - V'_{REF}}{RC} t. \tag{3.253}$$

La sfîrșitul ciclului de conversie, tensiunea de ieșire devine zero, și deci se poate scrie relația:

$$0 = \frac{V'_{REF} - V_{in}}{RC}(3N_1T_c - \Delta t'_2) - \frac{V_{REF} - V'_{REF}}{RC}[(N_3 - N - 3N_1)T_c + \Delta t'_2]. \tag{3.254}$$

Faza F_4 se poate termina într-unul dintre momentele t_5, t_6, t_7 sau în momente intermediare acestora, în funcție de mărimea și semnul tensiunii de intrare, și anume, atunci cînd tensiunea devine zero, aceasta sesizîndu-se prin schimbarea stării la ieșirea comparatorului. În figura 3.196, duratele fazelor F_4 și F_5 sînt date pentru $v_{in} = 0$. La începutul fazei F_5 începe să numere și numărătorul N. Pentru $v_{in} = -V_m$, durata fazei F_5 este zero și numărul N cu care se descarcă numărătorul N este zero. Sfîrșitul ciclului de conversie este controlat întotdeauna de numărătorul N_3.

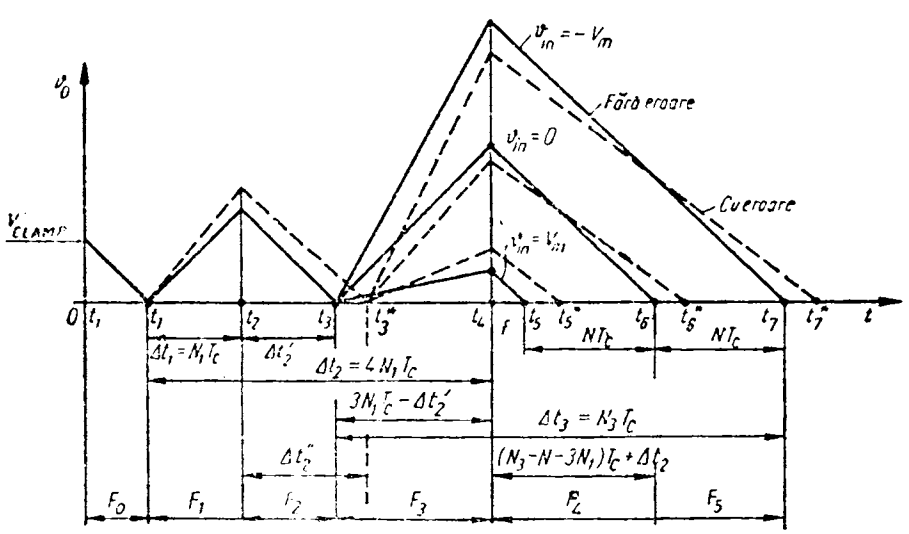


Fig. 3.196. Variația tensiunii la ieșirea integratorului unui convertor cu integrare în patru pante.

Deoarece numărătorul N numără în sens invers, la $v_{in} = -V_m$ ieșirea numerică este **1 0000 0000 0000**, la $v_{in} = 0$ este **0 0000 0000 0000** și la $v_{in} = +V_m$ este **0 1111 1111 1111**. Aceasta corespunde codului complementar față de 2 (v. fig. 3.162 și tab. 3.6). Dacă numărătorul N ar număra în sens direct, atunci la $v_{in} = -V_m$ ar corespunde numărul **0 0000 0000 0000**, la $v_{in} = 0$ și la $v_{in} = +V_m$ ar corespunde **1 0000 0000 0000**, respectiv **1 1111 1111 1111**, adică se lucrează în cod binar deplasat.

De observat că durata fazei F_2 ($\Delta t'_2$, $\Delta t''_2$) este variabilă în funcție de mărimea tensiunii de ofset echivalente la intrarea integratorului, de exemplu

în serie cu V'_{REF}. Tensiunea de intrare analogică V_{in} se integrează pe durate diferite, în funcție de mărimea tensiunii de ofset în vederea reducerii efectului acesteia din urmă.

Segmentele punctate sînt date pentru a reprezenta un *caz real* în care intervine o eroare datorată tensiunii de ofset echivalentă V_{IO}, considerată în serie cu V'_{REF}. În cazul ideal $\Delta t'_2 = N_1 T_c$, $V'_{REF} = \frac{1}{2} V_{REF}$ și $V_{IO} = 0$.

Expresia numărului N în funcție de constantele date N_1, N_2, V'_{REF} și V_{in} se deduce din relațiile (3.251) și (3.254):

$$N = N_3 - 2N_1 \frac{V_{REF} - V_{in}}{V_{REF} - V'_{REF}} - N_1 \frac{V_{REF} - V_{in}}{V_{REF} - V'_{REF}} \cdot \frac{V_{REF} + V_M - 2V'_{REF}}{V_{REF} - V'_{REF}}. \quad (3.255)$$

Cu o tensiune de ofset V_{IO} echivalentă, înseriată cu V'_{REF}, relația (3.255) pentru un caz real poate fi scrisă sub forma:

$$N_r = N_3 - 2N_1 \frac{V_{REF} - V_{in}}{V_{REF} - V'_{REF} - V_{IO}} - N_1 \frac{V_{REF} - V_{in}}{V_{REF} - V'_{REF} - V_{IO}} \cdot \frac{V_{REF} + V_M - 2V'_{REF}}{V_{REF} - V'_{REF} - V_{IO}}. \quad (3.256)$$

Pentru situația ideală, $V_{REF} = 2V'_{REF}$ și $V_{IO} = 0$, expresia (3.256) devine:

$$N_i = N_3 - 4N_1 \frac{V_{REF} - V_{in}}{V_{REF}} \quad (3.257)$$

Pentru abaterea ΔN ($\Delta N = N_i - N_r$), cu $V_{REF} = 2V'_{REF}$, se stabilește relația:

$$\Delta N = 4N_1 \frac{4V_{IO}^2 - V_{REF} V_M}{(V_{REF} - 2V_{IO})^2} \cdot \frac{V_{REF} - V_{in}}{V_{REF}}, \quad (3.258)$$

sau, cu notația

$$\alpha = \frac{V_{IO}}{V'_{REF}} = 2 \frac{V_{IO}}{V_{REF}}, \quad (3.259)$$

abaterea devine:

$$\Delta N = \frac{4N_1}{(1-\alpha)^2} \cdot \frac{V_{REF} - V_{in}}{V_{REF}} \left(\alpha^2 - \frac{V_M}{V_{REF}} \right). \quad (3.260)$$

După relația (3.240) se poate stabili și expresia abaterii pentru convertorul cu două pante:

$$\Delta^* N = \frac{V^*_{in}}{V_{REF} - V_{IO}} N_1 - \frac{V^*_{in}}{V_{REF}} N_1 = \frac{\alpha}{1-\alpha} \cdot \frac{V^*_{in}}{V_{REF}} N_1, \quad (3.261)$$

unde $\alpha = V_{IO}/V_{REF}$.

Se poate arăta, pentru anumite constante numerice, că *abaterea este mult mai mică la convertorul cu integrare în patru pante față de aceea a convertorului cu două pante* (de cca 80 ori mai mică) [A7].

● **Convertoarele** A/D **cu integrare** oferă o serie de **avantaje** față de cele descrise anterior, menționîndu-se aici următoarele:

— posibilitatea de a lucra fără circuite de eșantionare-memorare, care sînt indispensabile la convertoarele cu timp mare de conversie la care tensiunea de intrare trebuie menținută constantă pe timpul conversiei. Circuitele de eșantionare-memorare sînt o sursă suplimentară de erori și zgomote și determină și creșterea duratei ciclului de conversie. Memorarea semnalului

se poate face într-un moment în care există un semnal perturbator de valoare mare;

— absența erorilor determinate de variațiile valorilor nivelelor și a lățimii treptelor de eșantionare;

— eliminarea zgomotelor de înaltă frecvență prin integrare;

— eliminarea zgomotelor datorate rețelei de alimentare, după redresare, de perioade de 20 ms (redresare monofazată monoalternanță) și 10 ms (redresare monofazată dublă alternanță) și a armonicilor acestora, dacă durata de integrare Δt_1 (fig. 3.192) se alege multiplu al perioadei tensiunii la ieșirea redresorului. Dacă această condiție este îndeplinită, atunci la integrarea componentelor sinusoidale din spectrul pe un număr întreg de perioade se obține valoarea medie zero și deci ieșirea nu este afectată de aceste componente.

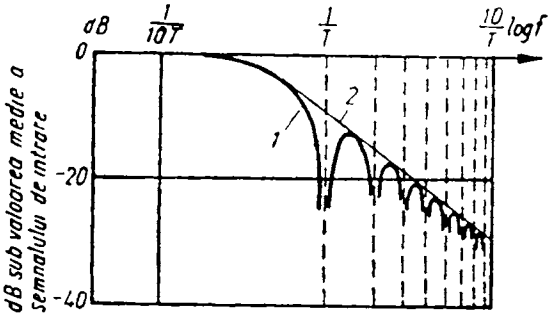


Fig. 3.197. Diagramă pentru rejecția la ieșirea integratorului a semnalelor alternative de intrare.

În legătură cu ultima particularitate, în figura 3.197 este dată caracteristica de rejecție normată a semnalelor alternative de intrare, a căror frecvență este exprimată în funcție de durata de integrare $\Delta t_1 = T$.

Dacă perioada semnalelor de intrare este consistent mai mare ca Δt_1, atunci la ieșirea integratorului se obține o mărime proporțională cu valoarea medie pentru durata Δt_1 (0 dB). La frecvențe mai mari, deoarece în durata de integrare intră mai multe perioade ale semnalului de intrare, valoarea medie scade (valoarea medie pentru intervalul de timp din Δt_1 care cuprinde numărul întreg de perioade ale semnalului este zero). În cazul în care semnalul sinusoidal are perioada submultiplu al duratei Δt_1, valoarea medie a tensiunii la ieșirea integratorului este zero, deci teoretic rejecția pentru aceste semnale este ∞, ceea ce în figura 3.197 corespunde cu curbele cu discontinuitate *1*, unde curba *2* este anvelopa valorilor medii ale tensiunii la ieșirea integratorului a semnalelor sinusoidale de intrare.

3.6.10. CONVERTOR *A/D* CU TRANSFORMARE INTERMEDIARĂ AMPLITUDINE – TIMP

O schemă de principiu pentru un astfel de convertor și formele de undă care-l caracterizează sînt date în figurile 3.198 *a* și *b*. În starea de așteptare, bistabilul are la ieșire $Q = 0$ și $\bar{Q} = 1$, comutatorul K_1 este închis și comutatorul K_2 este deschis. Tensiunea la ieșirea integratorului este mică și egală cu tensiunea de ofset a amplificatorului, acesta fiind un montaj de repetor.

La comanda de start, bistabilul trece în starea $Q = 1$, $\bar{Q} = 0$ și în consecință impulsurile de la oscilator au acces la numărător prin poarta *ȘI*. Ieșirea comparatorului rămîne zero pînă în momentul *b*, cînd tensiunea po-

zitivă v_0 devine egală cu v_{in} și ieșirea comparatorului trece în starea 1 logic, resetînd bistabilul ($Q = 0$). Poarta $ȘI$ se inhibă. Numărul cu care este încărcat numărătorul este rezultatul conversiei.

La acest tip de convertor, mărimea tensiunii de intrare este transformată în intervalul de timp Δt, proporțional cu valoarea ei, a cărei durată se măsoară cu ajutorul impulsurilor de tact.

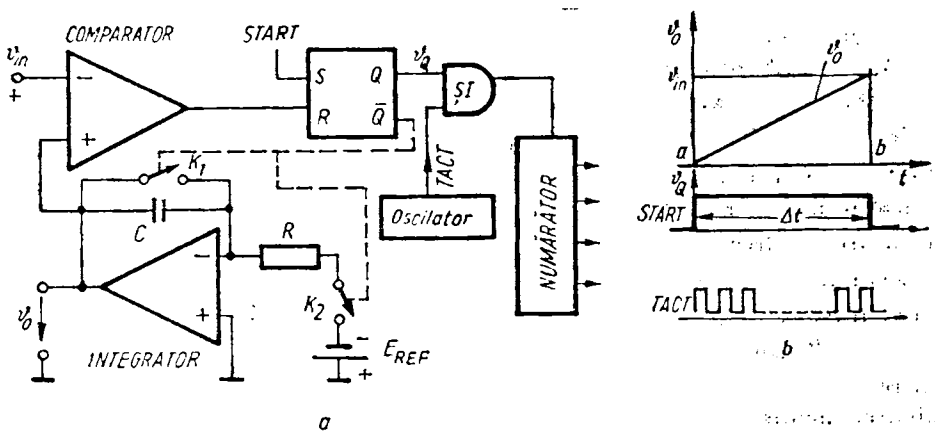


Fig. 3.198. Convertor *A/D* cu transformare intermediară amplitudine-timp : *a* — schemă bloc ; *b* — forme de undă.

⊙ **Notă.** Acest convertor se mai întîlnește și sub denumirea de *convertor cu integrare cu o singură pantă*, denumire improprie, deoarece nu are loc integrarea tensiunii de intrare.

În comparație cu convertoarele cu integrare în două pante, la acest tip de convertoare apare dezavantajul dependenței preciziei de toleranțele și variațiile în timp ale valorilor lui C și R și a variației pe termen lung a frecvenței impulsurilor de tact.

3.6.11. CONVERTOR *A/D* CU GENERATOR DE TENSIUNE ÎN TREPTE

O schemă de convertor care folosește un generator de tensiune în trepte, cu mod de funcționare diferit de acela descris în legătură cu figura 3.182, este dată în figura 3.199 [E25].

Generatorul de tensiune în trepte, realizat cu amplificatorul operațional AO_2, reprezentat și separat în figura 3.200, este comandat cu semnale pozitive simetrice, cu amplitudinea E_m, de la ieșirea multivibratorului realizat cu amplificatorul operațional AO_1.

Pe durata palierului impulsului, condensatorul C_1 se încarcă prin dioda D_2, cu plusul în stînga, la tensiunea $E_m - V_{D_2}$ (intrarea inversoare a amplificatorului operațional este virtual la masă). Pe durata pauzei impulsului, condensatorul C_1 se descarcă prin dioda D_1 pînă la tensiunea de deschidere a acesteia V_{D_1}, polaritatea tensiunii rămînînd aceeași. Fiecare impuls determină o variație a tensiunii pe condensatorul C_1, de $E_m - V_{D_1} - V_{D_2} = E_m - 2V_D$.

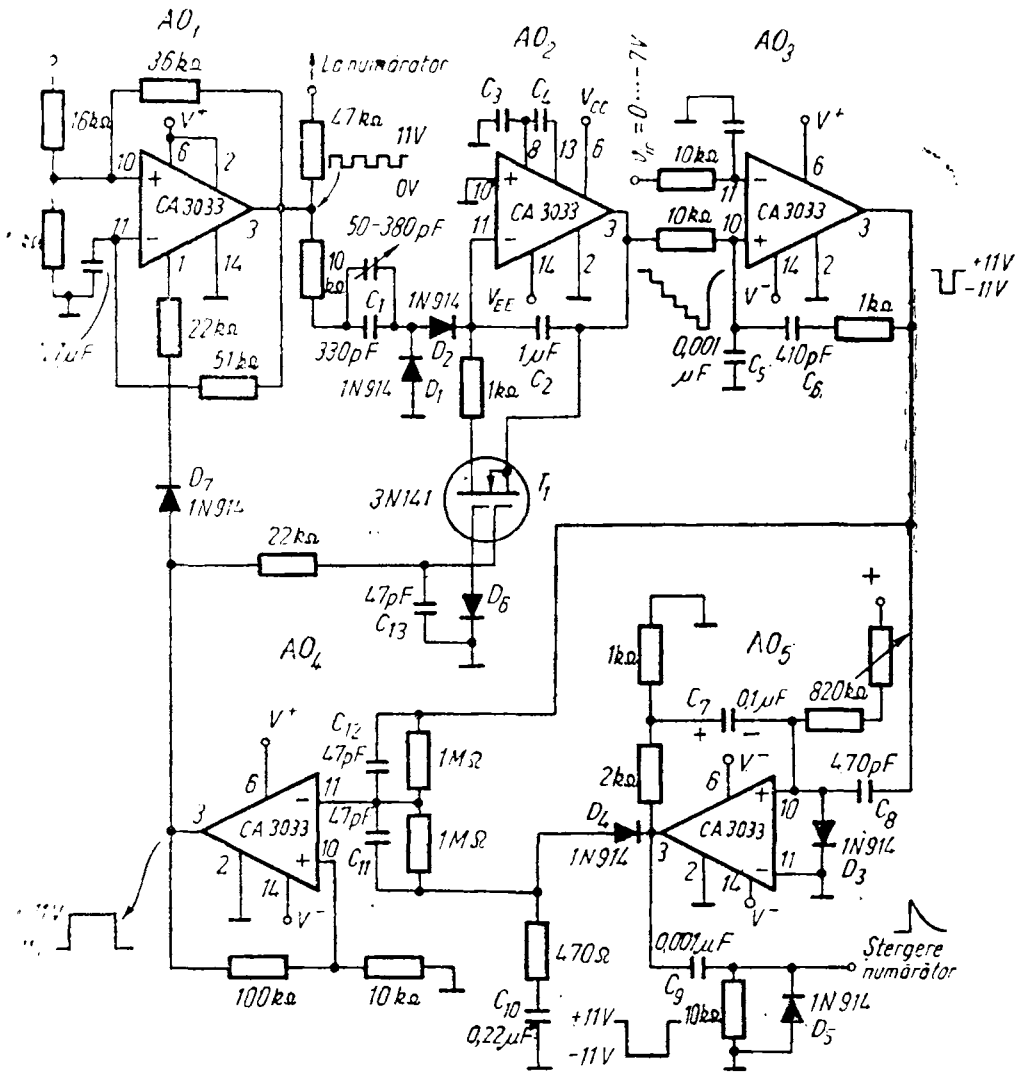


Fig. 3.199. Convertor *A/D* cu generator de tensiune în trepte.

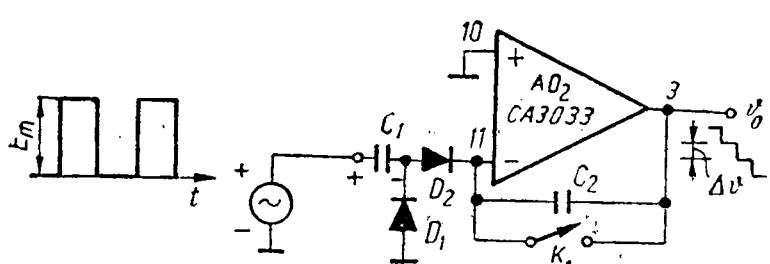


Fig. 3.200. Generator de tensiune în trepte.

Sarcina acumulată în condensatorul C_1 este $C_1(E_m - 2V_D)$. Curentul de încărcare al condensatorului C_1 este egal cu cel al condensatorului C_2, acest condensator acumulînd la fiecare impuls sarcina $C_2\Delta v$, Δv fiind lățimea treptei de cuantificare.

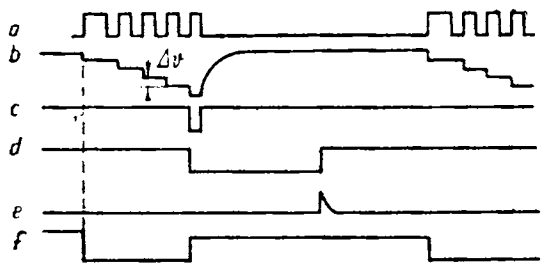


Fig. 3.201. Forme de undă ale unui convertor *A/D* cu generator de tensiune în trepte.

Din egalitatea sarcinilor acumulate în condensatoarele C_1 și C_2, rezultă lățimea treptei de cuantificare

$$\Delta v = \frac{C_1}{C_2}(E_m - 2V_D). \quad (3.262)$$

Modul de funcționare al schemei din figura 3.199 se poate observa simplu cu ajutorul formelor de undă din figura 3.201.

Pe duratele de timp în care bistabilul realizat cu amplificatorul operațional AO_4 este în starea de saturație la V^+, multivibratorul AO_1 este blocat datorată tensiunii pozitive aplicate la terminalul *1*. Tensiunea la ieșirea AO_1 este practic zero, amplificatorul fiind alimentat asimetric (terminalul *14* este conectat la masă). Dioda D_7 blochează aplicarea tensiunilor negative la terminalul *1*.

Tensiunea pozitivă de la ieșirea AO_4 deschide și tranzistorul T_1, determinînd descărcarea condensatorului C_2. Comparatorul AO_3 este cu ieșirea saturată la V^+.

La revenirea bistabilului AO_4 în starea de saturație cu V^- la ieșire, intră în oscilație multivibratorul și începe generarea semnalului în trepte la ieșirea amplificatorului AO_2 (formele de undă *a* și *b* în figura 3.201). Impulsurile de la multivibrator sînt aplicate și la un numărător care la sfîrșitul conversiei afișează rezultatul.

În momentul în care tensiunea la ieșirea generatorului în trepte devine egală cu tensiunea de intrare negativă v_{in}, comparatorul AO_3 trece cu ieșirea în starea de saturație V^-. Această tranziție de la V^+ la V^- comandă atît bistabilul AO_4, cît și monostabilul AO_5.

Starea de așteptare a circuitului monostabil este cu ieșirea în saturație la V^+ (datorată tensiunii de deschidere a diodei D_3). Condensatorul C_7 este încărcat cu plusul în stînga. De îndată ce ieșirea trece în starea de saturație la V^-, datorită tensiunii condensatorului C_7, monostabilul își păstrează starea astabilă, chiar dacă tensiunea la ieșirea AO_3 redevine pozitivă. Semnalul minus de la ieșirea monostabilului ține în continuare bistabilul AO_4 cu ieșirea la V^+. La tranziția bistabilului AO_4 de la V^- la V^+, se blochează multivibratorul și se descarcă C_2, ceea ce aduce comparatorul din nou cu ieșirea la V^+.

Condensatorul C_7, pe timpul duratei astabile a monostabilului, se descarcă și apoi începe să se încarce cu plusul în dreapta pînă cînd tensiunea la intrarea neinversoare a amplificatorului operațional AO_5 devine practic zero, monostabilul revenind în starea cu V^+ la ieșire.

La tranziția de la V^- la V^+ de la ieșirea monostabilului, prin încărcarea condensatorului C_9, se asigură și un impuls pentru resetarea numărătorului. Rețeaua *RC* cu condensatorul C_{10} asigură o întîrziere la revenirea bistabilului AO_4 în starea cu V^- la ieșire, pentru a asigura timpul necesar resetării numărătorului. C_{10} încărcat de la monostabil cu polaritatea (—), sus, se des-

carcă și apoi se încarcă cu (+) sus prin rezistențele de 1 MΩ de la ieșirea comparatorului, producînd la un moment dat basculareа bistabilului.

Formele de undă la ieșirile comparatorului și monostabilului, la ieșirea de resetare și la ieșirea bistabilului sînt date în figurile 3.201 *c*, *d*, *e* și *f*.

Pe timpul duratei impulsului de la monostabil este posibilă citirea sau memorarea datelor din numărător.

Restul elementelor din schemă, cu funcții de circuit necomentate, sînt fie condensatoare de diferențiere sau accelerare a comutaților, fie rețele de compensare a fazei sau cu rol de filtrare etc.

3.6.12. CONVERTOR *A/D* PARALEL – SERIE

În paragrafele precedente au fost descrise sumar convertoarele de tip paralel și convertoarele de tip serie (v. fig. 3.153 și 3.188). Convertoarele de tip paralel sînt cele mai rapide, presupunînd însă un număr mare de comparatoare. Pentru a se reduce numărul de comparatoare se recurge la o soluție mixtă, paralel-serie, evident cu micșorarea vitezei de conversie.

În figura 3.202 este dată schema unui convertor paralel — serie cu rezoluția de *n* biți. Acesta este format din două grupe de comparatoare. Cu grupul de comparatoare $C_{n/2}, \ldots, C_{n-2}, C_{n-1}$ se realizează un convertor paralel care, prin logica combinațională de codificare, furnizează primii $n/2$ cei mai

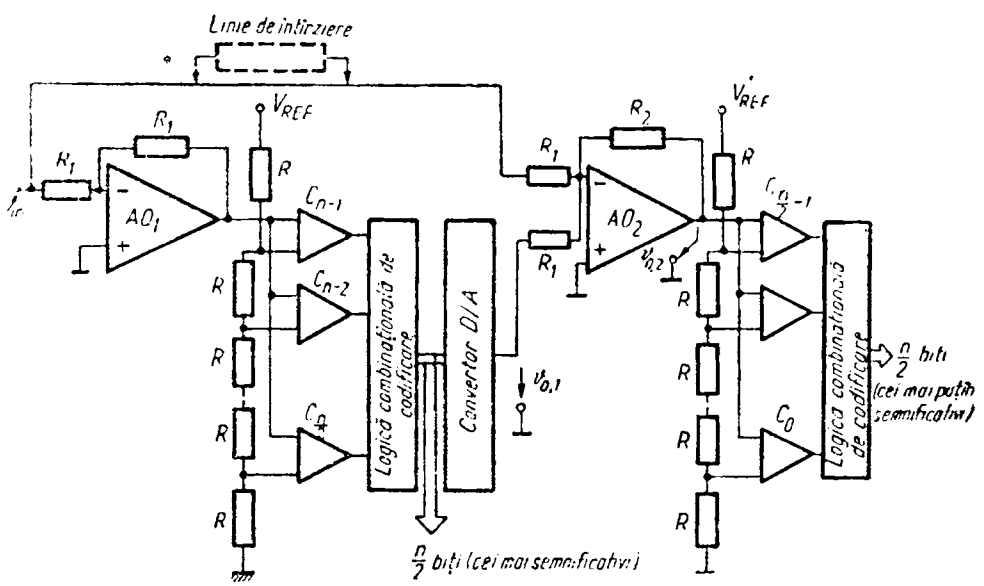


Fig. 3.202. Convertor *A/D* paralel — serie.

semnificativi biți, care sînt totodată și semnalul de intrare în convertorul *D/A* cu rezoluția de $n/2$ biți și treaptă de cuantificare $V_m/2^{n/2}$. Tensiunea cea mai mare posibilă la ieșirea convertorului *D/A* este $V_m - \frac{V_m}{n/2}$ și anume cînd toți primii $n/2$ biți cei mai semnificativi sînt 1.

Semnalul analogic de la ieșirea convertorului D/A este scăzut din v_{in} în circuitul de sumare realizat cu amplificatorul AO_2. Să presupunem că modulul tensiunii v_{in} satisface inegalitățile:

$$V_m - \frac{V_m}{2^{n/2}} + \frac{V_m}{2^n} < |v_{in}| < V_m - \frac{V_m}{2^{n/2}} + 2\frac{V_m}{2^n}. \qquad (3.263)$$

Tensiunea de ieșire $v_{o,2}$ este:

$$v_{o,2} = -(v_{in} + v_{o,1})\frac{R_2}{R_1},\ v_{in} < 0,\ v_{o,1} > 0. \qquad (3.264)$$

La limită se consideră $|v_{in}| = V_m - \frac{V_m}{2^{n/2}} + \frac{V_m}{2^n}$ și deci $v_{o,2} = \frac{V_m}{2^n} \cdot \frac{R_2}{R_1}$. Această tensiune diferență constituie semnalul de intrare paralel în al doilea set de comparatoare, $C_0, C_1, \ldots, C_{\frac{n}{2}-1}$, care tot printr-o logică combinațională de codificare generează ultimii $n/2$ biți mai puțin semnificativi ai numărului de ieșire. În cazul particular considerat mai sus, numărul de ieșire este **11...1 00...01**. Dacă $V_{REF} = V'_{REF}$, pragurile comparatoarelor $C_{n/2}$ și C_0 sînt egale cu $\frac{V_m}{2^{n/2}}$. Deci, amplificarea în buclă închisă a sumatorului AO_2 trebuie să fie $\frac{R_2}{R_1} = 2^{n/2}$.

La un convertor cu rezoluția de 4 biți, cele discutate anterior pentru n biți ar însemna: $v_{in} = V_m - \frac{V_m}{4} + \frac{V_m}{16}$, $v_{o,2} = \frac{R_2}{R_1}\frac{V_m}{16}$ și numărul de la ieșire va fi 1101. De asemenea, la un convertor paralel cu rezoluția de 4 biți sînt necesare 15 comparatoare față de 6 în soluția paralel-serie sau, mai general $(2^n - 1)$ față de $2(2^{n/2} - 1)$.

La convertoarele paralel-serie sînt necesare și circuite de eșantionare-memorare sau linii de întîrziere, pentru a se asigura efectuarea diferenței cu valori care corespund aceluiași moment. Locul de conectare a unei linii de întîrziere se indică punctat în figura 3.202.

3.6.13. ERORI ALE CONVERTOARELOR *D/A* și *A/D*

În paragrafele precedente, o dată cu analiza schemelor și a modului de funcționare, au fost date o serie de caracteristici și parametri ai convertoarelor. În acest paragraf se discută problema erorilor și a altor parametri care nu au fost comentați pînă în prezent. În unele cazuri, problemele se pun în mod identic la cele două tipuri de convertoare (A/D și D/A), în alte cazuri ele pot fi înrudite sau complet diferite. Parametrii și caracteristicile convertoarelor D/A și A/D se discută de obicei împreună cel puțin din cauza faptului că în componența unor tipuri de convertoare A/D intră convertoare D/A.

● **Precizia** este considerată în unele lucrări ca un parametru nespecific pentru convertoare.

La un convertor D/A precizia este determinată de cea mai mare abatere a tensiunii de ieșire față de dreapta conversiei ideale în tot domeniul de variație maximă, incluzînd toate erorile.

De exemplu, dacă abaterea maximă ar fi de $\pm 0{,}0122\%$ din domeniul de variație maximă precizia corespunzătoare este 99,9978%.

Prin convenție, precizia se indică de fapt prin valoarea erorii. Datele numerice de mai sus corespund la cea mai bună precizie a unui convertor D/A cu rezoluția de 12 biți și cu abaterea maximă de $\pm\frac{1}{2}LSB$.

În mod similar, se apreciază precizia și *la convertoarele A/D*, abaterea maximă exprimîndu-se tot în analogic. Pentru a se reduce erorile de cuantificare, la convertoarele A/D se introduce un ofset la intrare, de $1/2\ LSB$, pentru îngustarea primei trepte de eșantionare, de unde denumirea de caracteristică de transfer cu „ofset de $\frac{1}{2}LSB$ în origine" (v. fig. 3.155).

● **Eroarea de ofset (de deplasare, de decalaj)** este valoarea tensiunii de ieșirea unui *convertor D/A* cu codul numeric zero la intrare. În figura 3.203 se dă un exemplu cu eroare de ofset de 1 *LSB* (dreapta *2* față de dreapta *1* din cazul ideal). S-a admis că este satisfăcută condiția de liniaritate.

La convertoarele A/D, eroarea de ofset este valoarea tensiunii de intrare care face ieșirea numerică zero. O caracteristică de transfer cu ofset a unui convertor A/D este reprezentată în figura 3.204.

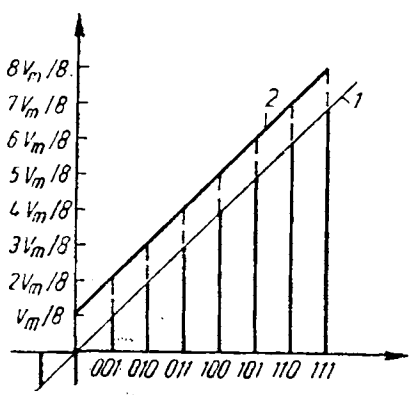


Fig. 3.203. Eroarea de ofset la un convertor *D/A*.

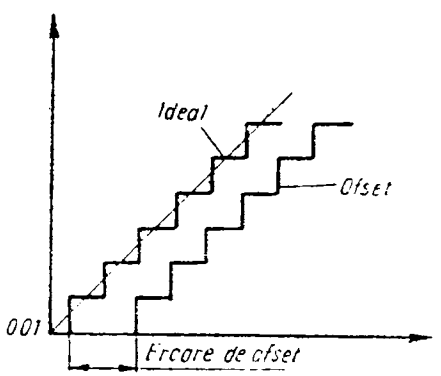


Fig. 3.204. Eroarea de ofset la un convertor *A/D*

Erorile de ofset sînt cauzate, în principal, de tensiunile și curenții de ofset ai amplificatoarelor și comparatoarelor. De obicei sînt prevăzute circuite pentru compensarea acestor generatoare de eroare

● **Eroarea de factor de scală (eroare de cîștig)** *la un convertor D/A* este abaterea valorilor tensiunii de ieșire față de acelea ideale pentru diferite coduri numerice de intrare ; de obicei, se dă pentru codul numeric corespunzător domeniului de variație maxim.

La convertoarele A/D, eroarea de factor de scală este abaterea valorii tensiunii de intrare față de valoarea ideală care corespunde codului maxim de la ieșire. În figurile 3.205 și 3.206 se dau exemple cu caracteristici de transfer cu eroare de factor de scală pentru convertoarele D/A și A/D.

○ **Notă.** Eroarea de cîștig poate avea și alt sens la convertoarele D/A cu ieșire în curent și tensiune. Dacă ieșirea în curent nu are eroare de factor de scală și cea de tensiune are, atunci eroarea de cîștig se referă la tensiunea de ieșire.

● **Erorile de liniaritate** se împart în două categorii, și anume *erori de liniaritate integrală* (numite uzual erori de liniaritate) și *erori de liniaritate diferențială*. Sensul acestor noțiuni se poate clarifica cu ajutorul figurilor 3.207 și 3.208 unde sînt date caracteristici de transfer cu neliniarități pentru un convertor *D/A*.

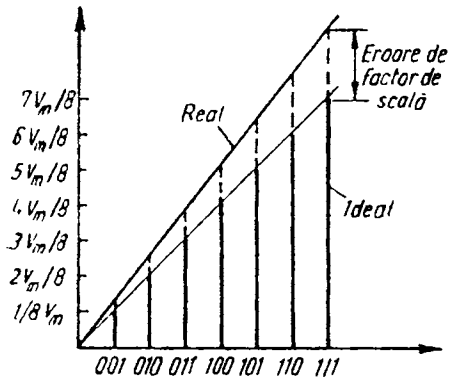


Fig. 3.205. Eroarea de factor de scală (convertor *D/A*).

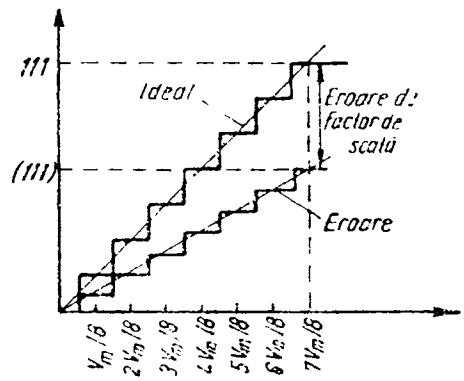


Fig. 3.206. Eroarea de factor de scală (convertor *A/D*).

Liniaritatea integrală se apreciază prin abaterea maximă a caracteristicii de transfer reale *2* (anvelopa punctelor discrete ale caracteristicii de transfer) față de dreapta *1* din cazul ideal. În figura 3.207 această abatere maximă este de 2 *LSB* (ceea ce are loc la codul **001**).

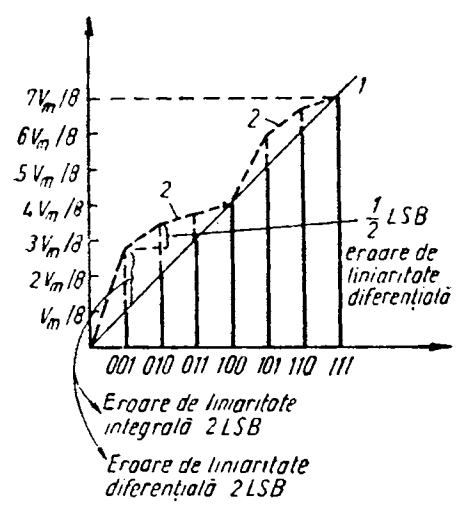


Fig. 3.207. Erori de liniaritate integrală și liniaritate diferențială.

Neliniaritatea diferențială este dată de diferența dintre variația reală în treaptă a tensiunii de ieșire la schimbarea a două coduri numerice succesive de la intrare și valoarea treptei de cuantificare ideale (1 *LSB* analogic). Neliniaritatea diferențială are un caracter local. De exemplu, în figura 3.207, la trecerea de la codul **000** la codul **001**, saltul ideal ar trebui să fie 1 *LSB* în loc de 3 *LSB* cît este în realitate, deci neliniaritatea diferențială în jurul codului **001** este de 2 *LSB* și în acest caz particular este egală cu neliniaritatea integrală. La trecerea de la codul **001** la codul **010**, neliniaritatea diferențială este numai de 1 *LSB*.

○ **De observat** de mai sus că termenul de neliniaritate este echivalent cu cel de eroare de liniaritate. Liniaritatea diferențială caracterizează uniformitatea treptelor analogice obținute la ieșirea unui convertor *D/A* sau a lățimii treptelor de eșantionare de la intrarea unui convertor *A/D*.

În figura 3.208 se dă o caracteristică de transfer nemonotonă *pentru un convertor D/A*, caracteristică care își schimbă semnul pantei din cauza neli-

niarităţilor diferenţiale mari. În acest caz, neliniaritatea diferenţială este mai mare ca cea integrală (2 *LSB* la trecerea de la codul **010** la codul **011**, faţă de 1 *LSB* cît este neliniaritatea integrală). Deci, specificarea în datele de catalog numai a neliniarităţii integrale nu este suficientă.

Exemple de neliniarităţi *pentru convertoarele A/D* sînt date în figurile 3.209 şi 3.210. Datorită acestor neliniarităţi, codurile numerice de la ieşire se schimbă la valori diferite de acelea ideale, nemaifiind satisfăcută condiţia de proporţionalitate între numărul de ieşire şi valoarea analogică a semnalului de intrare. Dacă neliniarităţile diferenţiale sînt mari, pot să apară coduri omise, de exemplu ca în figura 3.210.

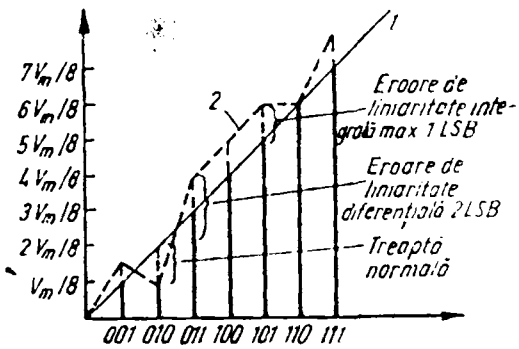


Fig. 3.208. Erori de liniaritate diferenţială mari. Comportare nemonotonă (convertor *D/A*).

● **Eroarea de histerezis** la un convertor *A/D* este nulă dacă codurile numerice de la ieşire se schimbă la aceleaşi valori ale tensiunii de intrare, indiferent de sensul de variaţie al acesteia din urmă.

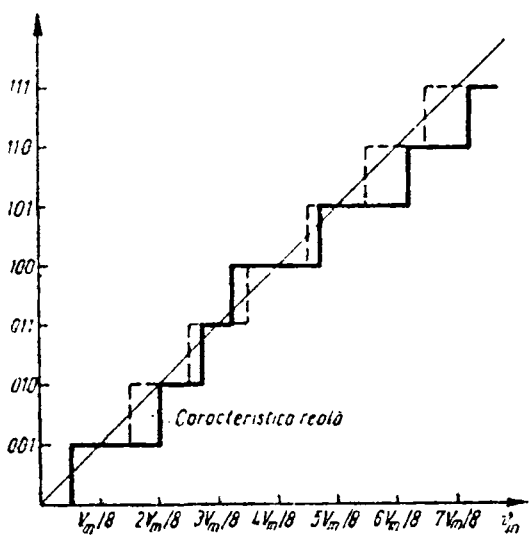


Fig. 3.209. Erori de liniaritate (convertor *A/D*).

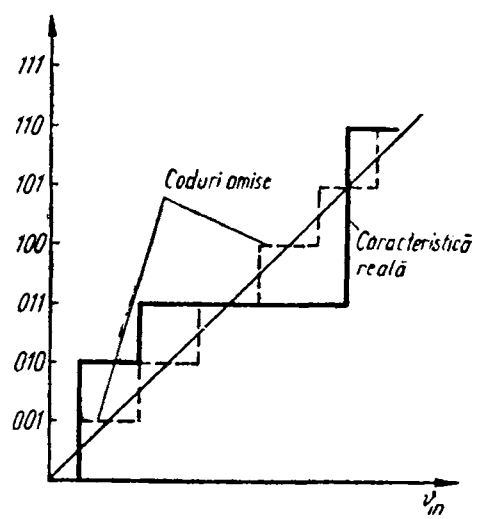


Fig. 3.210. Erori de liniaritate diferenţială mari. Coduri omise (convertor *A/D*).

○ **Observaţie.** Toate erorile menţionate mai sus, pe termen scurt, se încadrează în categoria erorilor sistematice cărora le corespunde justeţea, ca o subclasă a preciziei.

● Simultan cu erorile menţionate pînă în prezent apar şi **erorile aleatoare**, care sînt determinate de zgomotele interioare introduse de componentele din schemă şi de zgomotele exterioare. Acestor erori le corespunde repetabilitatea (fidelitatea) ca subclasă a preciziei.

În figurile 3.211,*a* și *b* se indică prin haşurare domeniile în care se pot schimba nivelele analogice la ieşirea unui convertor *D/A* sau tensiunile de prag ale comparatoarelor la un convertor *A/D* paralel din cauza zgomotelor aleatoare.

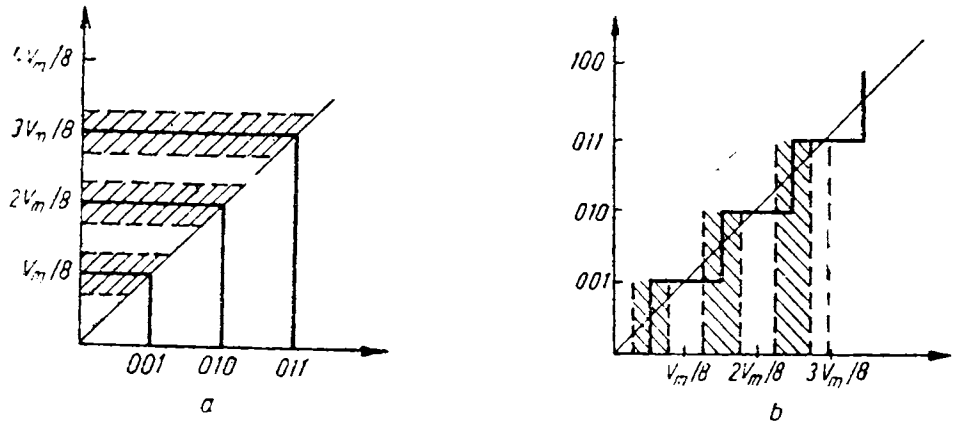


Fig. 3.211. Erori aleatoare :
a — convertoare *D/A* ; *b* — convertoare *A/D*.

○ **Notă.** Convertoarele mai au şi alţi parametri : cei care caracterizează dependenţa de temperatură (driftul termic), driftul pe termen lung datorate îmbătrînirii componentelor, apoi factorii de rejecţie ai influenţei variaţiei surselor de alimentare, domeniul frecvenţei impulsurilor de tact, impedanţa de intrare, capacitatea de încărcare la ieşire etc.

3.7. CIRCUITE DE MĂSURARE PENTRU TRADUCTOARE

După cum s-a arătat în capitolul 1, rolul circuitului de măsurare este de a transforma mărimea electrică pe care o oferă ieşirea traductorului într-o tensiune (sau un curent) care este prelucrată mai departe în aparatul de măsurat.

Circuitele de măsurare se realizează în mod diferit în funcţie de natura traductorului utilizat, generator sau parametric.

Pentru traductoarele generatoare care oferă la ieşire un semnal de curent continuu se utilizează în mod obişnuit *compensatoare* de tensiune (sau de curent, în funcţie de semnalul furnizat de traductor) manuale sau automate. Dacă ieşirea din traductor se face în curent alternativ, se preferă amplificarea directă a semnalului prin intermediul unui *amplificator de măsurare.*

Pentru traductoarele parametrice se utilizează ca circuite de măsurare *punţile echilibrate* şi *neechilibrate* alimentate în curent continuu sau alternativ, *punţile cu transformator, punţile cu echilibrare automată* şi unele *circuite de măsurare speciale,* cum ar fi de exemplu circuitul rezonant.

3.7.1. COMPENSATORUL DE TENSIUNE MANUAL

● **Schema de principiu** a unui compensator de tensiune manual este dată în figura 3.212. Traductorul este modelat prin bateria E_x şi rezistenţa internă R_x. *DN* este un detector de nul, *P* — un potenţiometru calibrat

(căruia i se cunoaște cu precizie raportul de divizare, α), iar E_R — o sursă de referință.

Mișcînd cursorul potențiometrului P pînă în momentul în care detectorul de nul, DN, indică zero, se obține

$$E_x = \alpha E_R. \qquad (3.265)$$

În momentul realizării echilibrului, curentul debitat de traductor este nul, astfel că în mod ideal rezistența R_x și rezistența firelor de legătură nu introduc erori asupra valorii E_x măsurate, iar măsurarea se face fără consum de energie de la traductor.

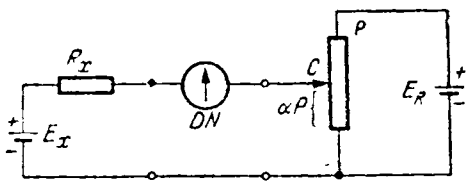


Fig. 3.212. Schema de principiu a unui comparator de tensiune manual.

În industrie compensatoarele de acest tip sînt utilizate, de exemplu, pentru măsurarea tensiunilor date de termocupluri.

Schema de principiu din figura 3.212 este greu de realizat deoarece necesită o sursă de referință E_R, care trebuie să debiteze în mod permanent un curent relativ mare.

● **Realizarea tipică a unui compensator manual** elimină această dificultate, schema construindu-se ca în figura 3.213,*a* (s-a considerat cazul măsurării cu un termocuplu). Curentul I dat de sursa E se reglează la valoarea sa nominală prin intermediul rezistenței R, comutatorul K fiind în poziția E (etalonare). În momentul în care detectorul de nul indică zero, curentul are valoarea

$$I = \frac{E_R}{R_E}. \qquad (3.266)$$

Trecînd comutatorul K în poziția L (lucru), se măsoară tensiunea electromotoare E_x dată de termocuplu:

$$E_x = \alpha PI = \alpha \frac{P}{R_E} E_R = \text{const}\ \alpha. \qquad (3.267)$$

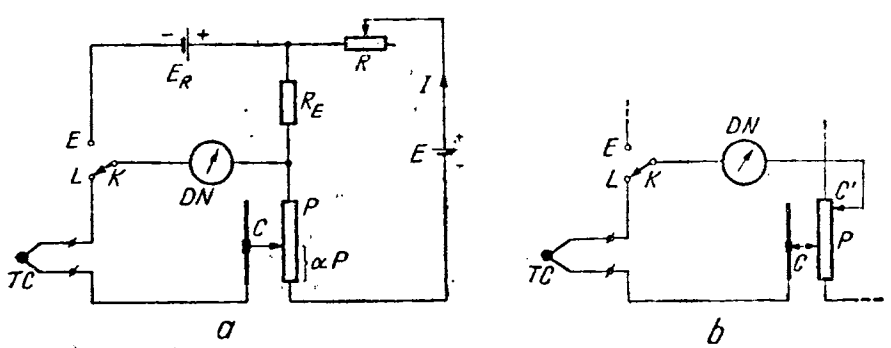


Fig. 3.213. Etalonarea valorii curentului prin potențiometrul P (*a*), și modul de compensare a efectului temperaturii joncțiunii reci, (b), în cazul realizării tipice a unui compensator de tensiune manual.

Se constată că sursa de referință este utilizată numai în cazul operației de etalonare, operație care elimină erorile introduse de variația sursei de alimentare E.

Compensatoarele manuale destinate măsurării cu termocupluri realizează și operația de *eliminare a efectului dat de temperatura joncțiunii reci.* Observînd că prin racordarea termocuplului la compensator (în mod obligatoriu cu cablu de prelungire) temperatura joncțiunii reci este chiar temperatura compensatorului, o soluție simplă de eliminare a efectului temperaturii joncțiunii reci constă în deplasarea cursorului C' (fig. 3.213, *b*) în funcție de temperatura joncțiunii reci.

3.7.2. COMPENSATOARE AUTOMATE

Pentru aplicațiile industriale, automatizarea operației de măsurare constituie o cerință majoră. Realizarea unui compensator automat se poate face în două moduri, obținîndu-se *compensatoare de tip integral* și *compensatoare de tip proporțional.*

● **Compensatorul de tip integral.**

Schema de principiu a unui compensator de tip integral este dată în figura 3.214. Tensiunea de eroare Δv (egală cu diferența între tensiunea care apare la bornele traductorului și tensiunea compensatoare E_c) se aplică unui amplificator de putere sensibil la fază, A, care ridică nivelul de putere al semnalului de eroare la valoarea necesară pentru comanda motorului reversibil de turație mare și putere mică, M. Motorul M, care în funcție de semnul tensiunii Δv se învîrte într-un sens sau altul, deplasează prin intermediul reductorului R cursorul potențiometrului de compensare astfel încît să rezulte micșorarea tensiunii de eroare, pînă în situația în care, în mod ideal, se obține $\Delta v = 0$.

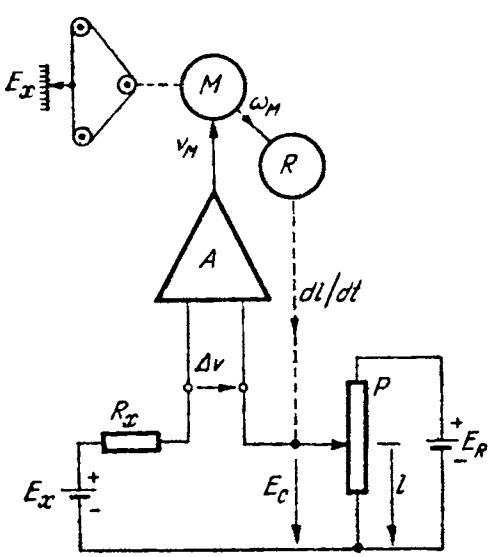


Fig. 3.214. Schema de principiu a unui compensator integral.

Se observă că în esență este vorba de fapt de un sistem cu reacție negativă, care lucrează cu echilibrare continuă, căutînd permanent să fie în starea cu $\Delta v = 0$.

Mărimea de intrare o constituie tensiunea de compensare (sau deplasarea cursorului), iar mărimea de ieșire — tensiunea de dezechilibru (de eroare), Δv. Relația între cele două mărimi are un caracter integral, fapt care determină și numele de compensator de tip integral sau, pe scurt, *compensator integral.* Într-adevăr tensiunea de comandă a motorului (la ieșirea din amplificator) este proporțională cu tensiunea de dezechilibru

$$v_M \sim \Delta v,$$

iar turația motorului este proporțională (într-o aproximație de prim ordin) cu tensiunea de comandă

$$\omega_M \sim v_M \sim \Delta v.$$

Deoarece deplasarea cursorului este proporțională cu *numărul de rotații* ale axului motorului

$$l \sim \int \omega_M \, dt,$$

se obține, în final, o relație de tip integral

$$l \sim \int (\Delta v) \, dt. \tag{3.268}$$

O consecință directă a acestei relații integrale o constituie faptul că, în mod ideal, compensatorul integral are o eroare staționară nulă în cazul în care la intrare i se aplică un salt de tensiune. În realitate, datorită faptului că există frecări, că motorul nu pornește decît de la o anumită valoare a tensiunii de comandă, eroarea staționară nu este nulă.

Afișarea valorii tensiunii măsurate, E_x, se face prin intermediul unui sistem de indicare legat mecanic de axul motorului.

Compensatoarele automate de tip integral au o largă răspîndire în industrie, fiind utilizate pentru măsurarea tensiunilor electromotoare date de diverse tipuri de traductoare.

O aplicație foarte des întîlnită o constituie măsurarea temperaturii cu ajutorul unui termocuplu, scara compensatorului fiind dată direct în grade. **Schema de principiu a unui compensator integral pentru termocupluri** este dată în figura 3.215.

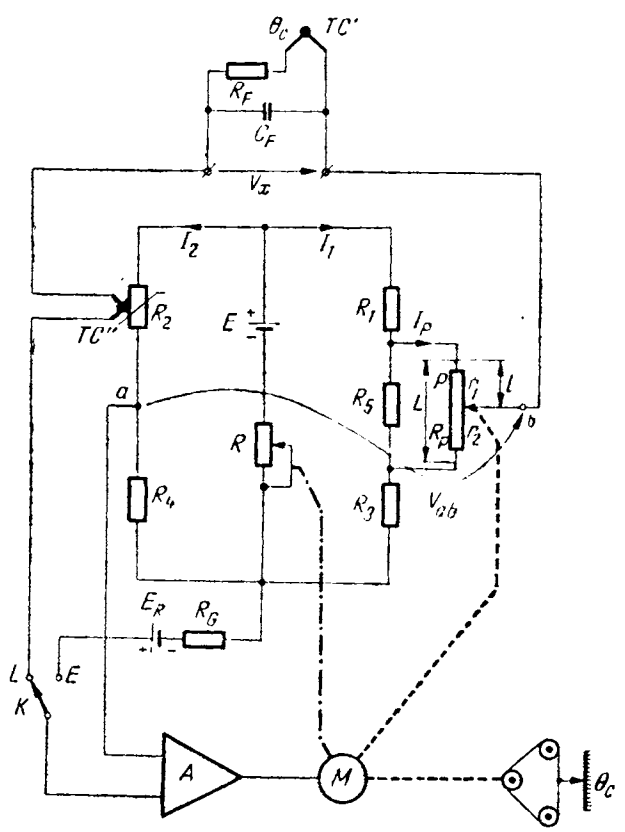


Fig. 3.215. Schema unui compensator automat de tip integral utilizat pentru măsurarea temperaturii cu termocupluri.

Temperatura se măsoară cu ajutorul termocuplului TC' conectat la intrarea compensatorului prin intermediul unui filtru R_F, C_F care elimină tensiunile parazite determinate de cuplajul cu rețeaua.

Tensiunea V_x de la ieșirea termocuplului TC' se compară cu tensiunea de compensare V_{ab}. Urmărind figura 3.215 rezultă următoarea expresie pentru tensiunea V_{ab}:

$$V_{ab} = I_1 R_1 + I_1 \frac{r_1}{r_1 + r_2} \cdot \frac{R_5 (r_1 + r_2)}{R_5 + r_1 + r_2} - I_2 R_2. \tag{3.269}$$

Deoarece prin construcția compensatorului se realizează egalitatea

$$I_1 R_1 = I_2 R_2, \tag{3.270}$$

rezultă

$$V_{ab} = r_1 \frac{R_5 I_1}{R_5 + r_1 + r_2} = r_1 I_P = \frac{l}{L} R_P I_P, \tag{3.271}$$

relație care arată că tensiunea de compensare este proporțională cu deplasarea cursorului potențiometrului de compensare.

Tensiunea dată de termocuplul TC are expresia

$$V_x = S_0(\theta_C - \theta_R), \tag{3.272}$$

unde S_0 este sensibilitatea termocuplului, θ_C — temperatura joncțiunii calde, iar θ_R — temperatura joncțiunii reci.

În momentul compensării

$$V_x = V_{ab}$$

sau

$$S_0(\theta_C - \theta_R) = \frac{l}{L} R_P I_P.$$

Poziția cursorului potențiometrului de compensare este dată de

$$l = \frac{S_0}{I_P} \cdot \frac{L}{R_P} (\theta_C - \theta_R), \tag{3.273}$$

relație care pune în evidență caracterul liniar a dependenței $l\ (\theta_C)$.

Odată determinată această relație, se pot pune în discuție condițiile pe care trebuie să le realizeze elementele circuitului de măsurare din figura 3.215 pentru a se reduce la minimum influența diverșilor factori perturbatori.

(1) O primă condiție care trebuie realizată este ca

$$I_P = const. \tag{3.274}$$

Deoarece curentul prin potențiometrul de compensare, I_P, este direct proporțional cu curentul I_1, iar curentul I_1 este și el direct proporțional cu curentul I_2, condiția $I_P = const$, se transcrie

$$I_2 = const.$$

Variația curentului I_2 este determinată de variația în timp a sursei de alimentare, E. Menținerea valorii curentului I_2 într-o gamă de variație restrînsă se realizează automat printr-o etalonare periodică. În acest scop, prin intermediul unui mecanism de tip „ceas" comutatorul K se trece periodic, la intervale de timp determinate, de pe poziția L (lucru) pe poziția E (etalonare); simultan, motorul se decuplează de la cursorul potențiometrului R.

În poziția E a comutatorului K, căderea de tensiune $R_4 I_2$ se compară cu o tensiune de referință E_E. Tensiunea de referință este obținută la modelele mai vechi de la un element etalon Weston, iar la modelele mai noi — de la un stabilizator de tensiune (de obicei o referință de tensiune, monolitică). Rezistența R_4 este o rezistență de precizie (toleranța asupra valorii nominale și coeficientul de temperatură sînt foarte reduse).

În cazul în care căderea de tensiune $R_4 I_2$ diferă de tensiunea referinței E_E, se comandă punerea în mișcare a motorului M, care deplasează cursorul

potențiometrului R până în momentul în care se realizează egalitatea $R_1 I_2 = E_R$, egalitate care este echivalentă cu atingerea de către curentul I_2 a valorii prescrise.

Această operație de autocalibrare este denumită în mod obișnuit *„standardizarea valorii curentului"*.

○ **Notă.** Deoarece tensiunile de dezechilibru care pot apărea la trecerea pe poziția „Etalonare" pot fi mult mai mari decît acelea care apar în procesul de măsurare, în serie cu sursa de referință E_R se introduce o rezistență R_G care are rolul de a limita superior curentul debitat de sursa E_R (de exemplu, pentru un element etalon Weston curentul maxim debitat trebuie să fie mai mic decît 1 μA).

○ **Observație.** Realizările noi de compensatoare pentru termocupluri folosesc pentru sursa de alimentare E fie baterii cu o durată de viață foarte lungă, fie surse stabilizate; în acest ultim caz stabilitatea în timp și sensibilitatea extrem de redusă față de variațiile de temperatură fac inutilă existența circuitului de etalonare periodică.

(2) A doua condiție care trebuie realizată este ca $R_P = const.$

$$R_P = const. \tag{3.275}$$

Valoarea constantă a rezistenței potențiometrului de compensare se obține prin alegerea convenabilă a materialului din care se realizează potențiometrul. În mod obișnuit potențiometrul de compensare este format dintr-una sau mai multe spirale de sîrmă calibrată, din manganină, înfășurată pe bare izolate din cupru. Potențiometrul se montează pe perimetrul unui disc din material plastic; pe același disc se montează și rezistența care constituie șuntul. Cursorul potențiometrului de compensare are forma unei role.

(3) Se observă că ceea ce măsoară de fapt compensatorul este diferența între temperaturile θ_C și θ_R; rezultă că variațiile temperaturii joncțiunii reci se transferă direct ca eroare asupra valorii temperaturii θ_C.

O posibilitate de eliminare a acestui efect constă în termostatarea joncțiunii reci. Dacă în condiții de laborator această soluție poate fi acceptată, în condițiile unei platforme industriale ea generează dificultăți relativ mari, legate în special de cost și de incomoditatea în utilizare.

O altă soluție — des utilizată — constă în a lăsa joncțiunea de referință la temperatura ambiantă și de a introduce o corecție dependentă de valoarea temperaturii ambiante. În acest scop rezistența R_2 (de compensare) se realizează dintr-un material cu coeficient de temperatură pozitiv (de exemplu cupru, nichelină) și se montează astfel încît să se afle în imediata apropiere a capetelor libere (sau a joncțiunii de referință) ale termocuplului (sau termocuplurilor, în cazul unui compensator cu mai multe canale de măsurare).

Să presupunem că temperatura mediului ambiant (deci temperatura joncțiunii de referință și a rezistenței R_2) a crescut cu $\Delta\theta_R$.

Deoarece

$$S_\theta(\theta_C - \theta_R) = R_1 I_1 + r_1 I_P - R_2 I_2,$$

rezultă condiția de eliminare a efectului dat de variația temperaturii ambiante:

$$S_\theta \Delta\theta_R = \Delta(R_2 I_2)$$

sau

$$S_\theta \Delta\theta_R = R_2 I_2 \Delta\theta_R \alpha_\theta.$$

Din această relație rezultă valoarea pe care trebuie să o aibă coeficientul de temperatură α_0 al rezistenței R_2:

$$\alpha_0 = \frac{S_0}{R_2 I_2}. \tag{3.276}$$

Utilizînd această metodă de corecție, influența variației de temperatură a mediului ambiant se poate reduce în practică de 30...100 ori.

În cazul în care temperatura mediului ambiant variază rapid, temperatura rezistenței R_2 se modifică mai lent — din cauza inerției termice mai mari — decît temperatura capetelor libere ale termocuplului de măsurare, fapt care conduce la o măsurare eronată.

Eliminarea acestui efect nedorit se realizează introducînd în schemă un termocuplu suplimentar de compensație *TC'*, cuplat termic strîns cu rezistența R_2. Tensiunea electromotoare dată de acest termocuplu de compensație se adaugă la corecția dată de R_2 atît timp cît temperatura rezistenței R_2 diferă de temperatura capetelor libere ale termocuplului de măsurare.

○ **Observație.** În cazul compensatoarelor destinate să măsoare numai tensiuni (au scara gradată în milivolți), aceste metode de corecție nu își mai au rostul; de aceea, la aceste compensatoare rezistența R_2 se realizează din manganină.

(4) Rezistențele R_1, R_3 (care permit ajustarea limitelor scării de măsurare), R_5 (care fixează intervalul de măsurare al compensatorului) și R_4 (de etalonare) sînt realizate prin bobinare, din sîrmă de manganină. Pentru a compensa efectele date de îmbătrînire, în serie cu rezistențele R_1 și R_5 se adaugă de obicei rezistențe reglabile, tot din manganină, care se folosesc ca rezistențe de ajustare a intervalului de măsurare.

● **Compensatorul de tip proporțional.** Ideea pe care se bazează realizarea compensatoarelor de tip proporțional este de a se utiliza o reacție negativă cu ajutorul căreia se obține compensarea tensiunii sau curentului măsurat.

Schemele de principiu ale *compensatoarelor de tip proporțional de tensiune* sînt date în figura 3.216, iar cele ale *compensatoarelor de curent* — în figura 3.217.

Se observă că toate aceste compensatoare nu asigură teoretic o compensare *exactă* a tensiunii sau a curentului; ele sînt afectate de o *eroare statică*.

De exemplu, pentru **compensatorul de tensiune** din figura 3.216,*a* căderea de tensiune compensatoare $R_C i_0$ nu este egală cu E_x; eroarea statică relativă este dată de

$$\frac{E_x - R_C i_0}{E_x} = \frac{1}{1 + gR_C \dfrac{R_i}{R_x + R_i}}. \tag{3.277}$$

Deoarece în mod obișnuit

$$R_i \gg R_x,$$

expresia erorii statice se reduce la

$$\frac{E_x - R_C i_0}{E_x} \cong \frac{1}{1 + gR_C}. \tag{3.278}$$

Rezistența de intrare, R_{in}, pe care o vede traductorul (această schemă de compensator este de fapt un amplificator cu reacție negativă serie la intrare) este dată de

$$R_{in} = R_i(1 + gR_C). \tag{3.279}$$

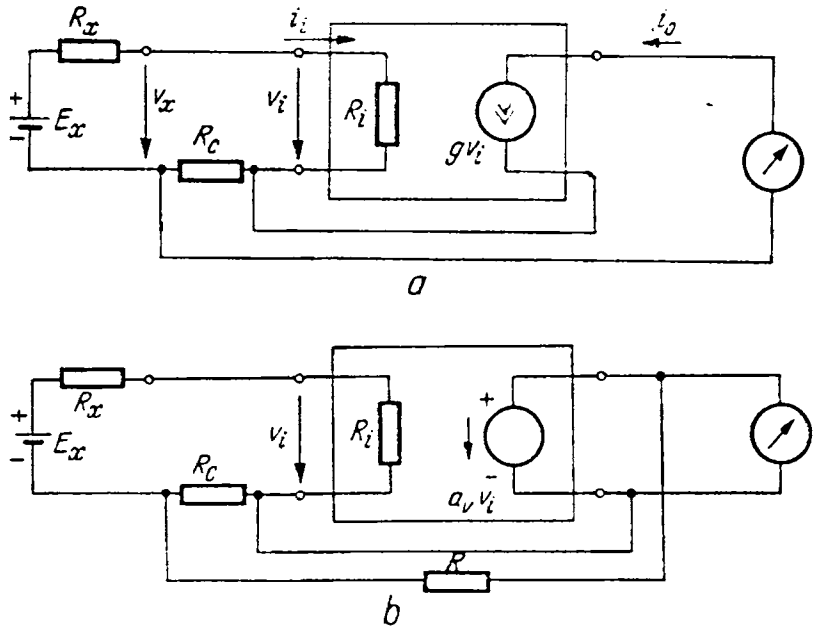


Fig. 3.216. Schemele de principiu ale compensatoarelor de tensiune de tip proporțional cu ieșire în curent *(a)* și în tensiune *(b)*.

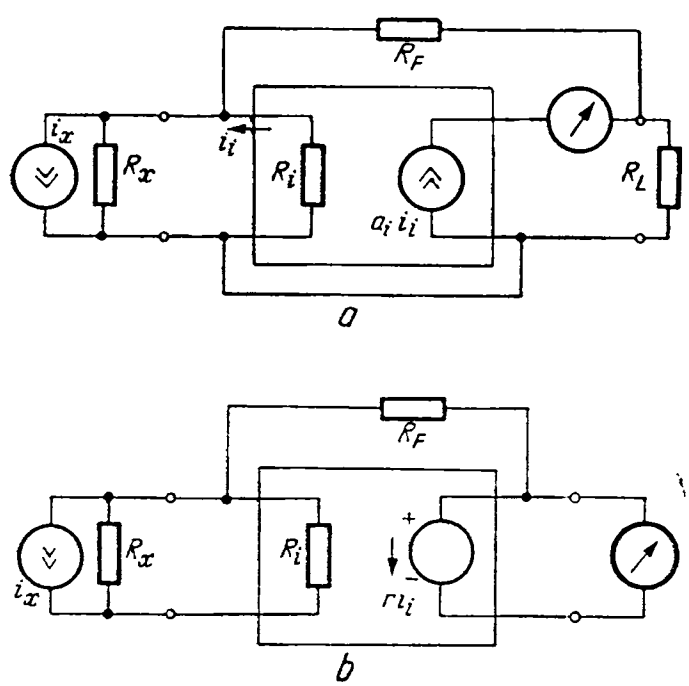


Fig. 3.217. Schemele de principiu ale compensatoarelor de curent de tip proporțional cu ieșire în curent *(a)* și în tensiune *(b)*

Condiția ca eroarea statică să fie mică este echivalentă cu condiția ca valoarea cîștigului pe buclă să fie mare. În aceste condiții măsurarea se face practic fără consum de energie de la traductor.

Pentru rezistența de intrare se pot atinge valori de ordinul $10^{12}...10^{14}$ Ω. Ca urmare, acest tip de compensatoare se utilizează pentru traductoarele care au o rezistență internă foarte mare, cum ar fi, de exemplu, electrozii pentru măsurat concentrații sau *p*H, camerele de ionizare.

Compensatoarele de tensiune de tip proporțional își găsesc o aplicație foarte largă ca adaptoare în sistemele de reglare unificate.

Analiza **compensatoarelor de curent** (mult mai rar utilizate decît compensatoarele de tensiune) conduce la aceeași concluzie: condiția ca eroarea statică să fie mică este echivalentă cu condiția ca valoarea cîștigului pe buclă să fie mare. În aceste condiții, rezistența de intrare pe care o vede traductorul este foarte mică (aceste scheme de compensator sînt de fapt amplificatoare cu reacție negativă paralel la intrare), iar măsurarea se face practic fără consum de energie de la traductor.

3.7.3. CIRCUITE INTEGRATE PENTRU MĂSURAREA CU TERMOCUPLURI

În figura 3.218 este prezentată schema bloc (în chenarul trasat cu linie punctată) a **circuitului integrat AD596**, [F8]. Acest circuit *specializat* este *destinat prelucrării semnalului dat de un termocuplu Fier-Constantan și generării semnalelor de comandă necesare unei instalații de reglaj al temperaturii.*

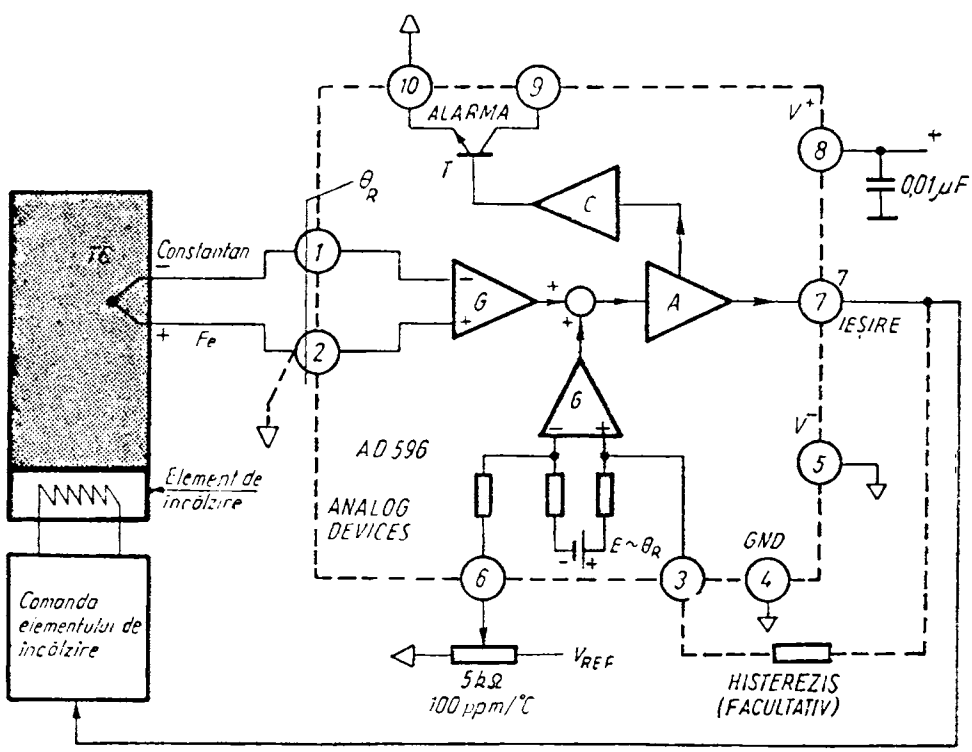


Fig. 3.218. Utilizarea circuitului AD 596, [F 8], pentru comanda și reglajul unei instalații de încălzire.

Circuitul realizează compensarea automată a temperaturii joncțiunii reci și amplifică tensiunea dată de termocuplu, obținîndu-se astfel un semnal intern proporțional cu temperatura. Prin compararea acestui semnal intern cu o tensiune de referință externă se generează o tensiune de comandă al cărei nivel ridicat sau coborît depinde de relația dintre valoarea semnalului intern și cea a tensiunii externe.

Proiectarea și realizarea circuitului a fost optimizată pentru măsurarea temperaturilor relativ mari (corespunzătoare, de exemplu, cuptoarelor). În acest sens, prin ajustarea pe plachetă a valorilor cîștigurilor amplificatoarelor și ale tensiunilor de ofset, caracteristica de transfer în intervalul 80...500°C este dată de relația

$$v_7 = (10\ \text{mV/°C}) \times (\text{temperatura termocuplului, °C}),$$

cu o precizie mai bună de 1°C.

Ca urmare, utilizarea circuitului *AD*596 pentru măsurarea și controlul temperaturilor cuprinse în gama 80...500°C înseamnă de fapt conectarea directă a termocuplului la circuit deoarece nu mai sînt necesare circuite de liniarizare și de compensare a temperaturii joncțiunii reci. (Măsurarea de temperaturi în afara gamei 80...500°C — termocuplul Fier-Constantan poate fi utilizat în gama −150...+700°C — implică utilizarea de circuite de liniarizare.)

O caracteristică importantă a circuitului o constituie posibilitatea de semnalare și/sau alarmare în cazul în care termocuplul se întrerupe. În această situație, amplificatorul de intrare nu mai primește curent de polarizare pe una dintre intrări și se saturează. Dacă polarizarea de c.c. a intrărilor se face prin terminalul *1*, respectiv *2*, prin întreruperea termocuplului rezultă la ieșire un nivel de tensiune ridicat, respectiv coborît. Tranzistorul *T* permite acționarea elementului de semnalizare/alarmare.

Circuitul prezentat în figura 3.218 reprezintă o aplicație tipică de comandă și reglaj al unei instalații de încălzire.

○ **Notă.** Pentru termocupluri Cromel-Alumel ajustarea elementelor interne este alta, deoarece și caracteristica tensiune-temperatură a termocuplului este diferită. Rezultă circuitul *AD*597, [F8], a cărui schemă bloc este identică cu cea a circuitului *AD*596.

3.7.4. PUNȚI ECHILIBRATE ALIMENTATE ÎN CURENT CONTINUU

● O primă configurație, **cu traductorul conectat prin două fire**, este indicată în figura 3.219. La echilibru este valabilă relația

$$R_T = R_x - (r_1 + r_2). \tag{3.280}$$

Prin rezistențele pe care le introduc, firele de legătură constituie o sursă de erori.

● Reducerea acestor erori se poate realiza prin **conectarea traductorului la punte prin trei fire** (fig. 3.220). În acest caz

$$R_T = R_x + (r_1 - r_2) \cong R_x. \tag{3.281}$$

deoarece $r_1 \cong r_2$. Precizia care se poate obține în acest mod este limitată de precizia cu care se pot împerechea rezistențele r_1 și r_2.

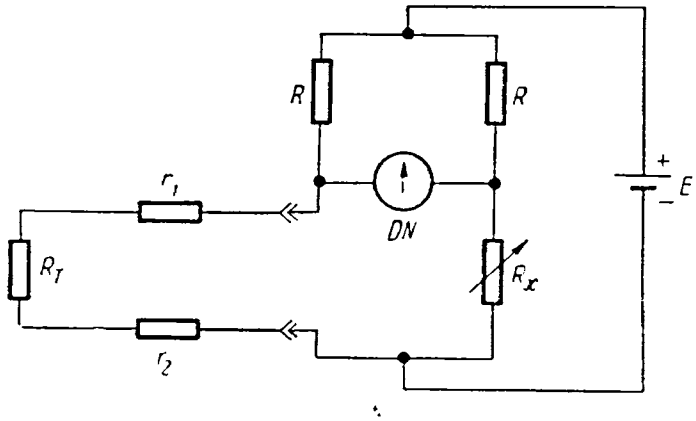


Fig. 3.219. Punte echilibrată de c.c. Traductorul este conectat prin două fire.

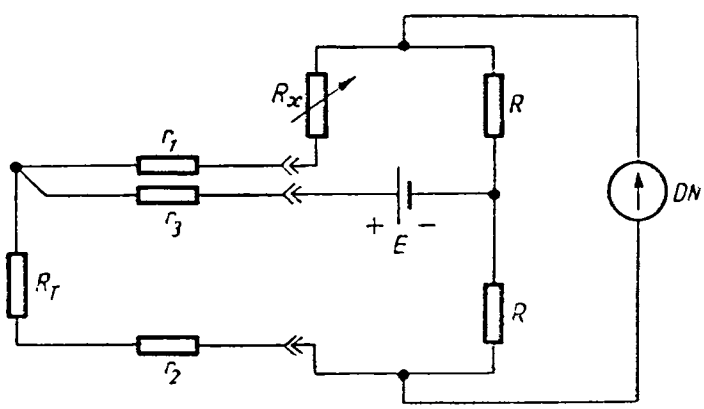


Fig. 3.220. Conectarea traductorului la punte prin trei fire.

● Depășirea acestei limitări este posibilă prin **utilizarea traductorului cu patru terminale** (fig. 3.221) și măsurarea pe rînd în cele două configurații. Se obține

$$R_T = R_a - c_1 + c_2, \tag{3.282}$$

pentru configurația din figura 3.221, *a* și

$$R_T = R_b + c_1 - c_2 \tag{3.283}$$

pentru configurația din figura 3.221, *b*, deci

$$R_T = \frac{R_a + R_b}{2}. \tag{3.284}$$

Traductoarele cu patru terminale se utilizează în cazul în care se urmărește realizarea unei precizii deosebit de ridicate (etalonări, măsurări de laborator etc.).

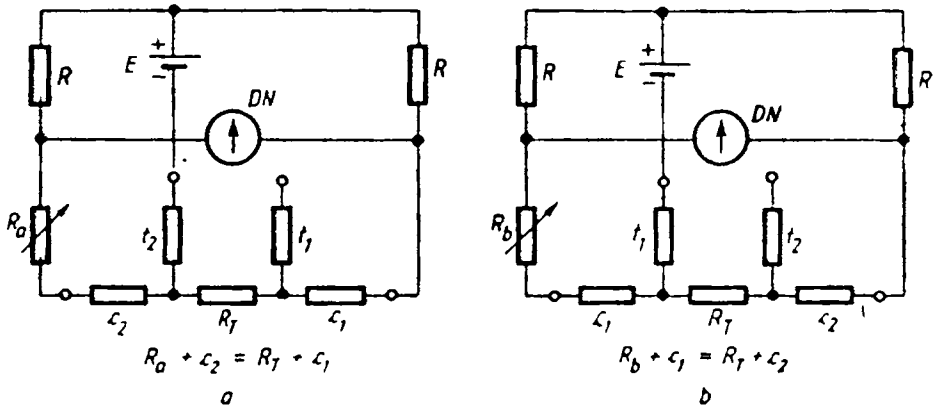


Fig. 3.221. Principiul de măsurare al unui traductor cu patru terminale, pentru a elimina efectul rezistențelor firelor de legătură.

3.7.5. PUNȚI NEECHILIBRATE ALIMENTATE ÎN CURENT CONTINUU

Schema de principiu a unei punți neechilibrate este indicată în figura 3.222. Puntea se aduce inițial la echilibru pentru valoarea nominală a rezistenței traductorului, cu ajutorul elementelor din celelalte brațe ale punții. Odată realizată echilibrarea inițială, aceste elemente nu se mai modifică.

Prin variația mărimii neelectrice măsurate, se modifică și valoarea rezistenței traductorului. Puntea se dezechilibrează. În diagonala de măsurare apare o tensiune dependentă de variația rezistenței traductorului.

Pentru o punte neechilibrată sînt de interes deosebit două **caracteristici :** *liniaritatea* caracteristicii de transfer tensiune de dezechilibru — variația rezistenței traductorului și *sensibilitatea.*

În continuare, aceste caracteristici se vor analiza pentru cîteva conexiuni tipice de punți neechilibrate, referirea făcîndu-se strict numai la punte, cu toate că circuitul de preluerare poate influența esențial aceste două carac-

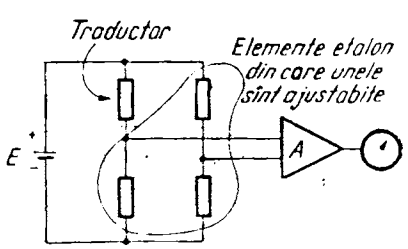


Fig. 3.222. Schema de principiu a unei punți neechilibrate.

teristici. În plus, de multe ori punțile neechilibrate se alimentează în curent alternativ. În acest caz trebuie să se țină seama de influența pe care o are amplitudinea, frecvența și forma de undă a tensiunii de alimentare, toate aceste mărimi putînd fi sursa unor erori suplimentare.

3.7.5.1. Liniaritate, sensibilitate

● Pentru început se va considera cazul în care **în punte se găsește un singur traductor.**

Fie schema din figura 3.223, în care **alimentarea punții se face de la o sursă de tensiune** și se citește tensiunea din diagonala de măsurare.

Un calcul elementar conduce la următoarea expresie pentru tensiunea de dezechilibru, Δv, raportată la tensiunea de alimentare, E:

$$\frac{\Delta v}{E} = -\frac{R_4}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} \cdot \frac{\Delta R}{1 + \dfrac{\Delta R}{R_1 + R_2}}. \tag{3.285}$$

Dacă brațele punții sînt egale ($R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$), se obține

$$\frac{\Delta v}{E} = -\frac{1}{4} \cdot \frac{\delta}{1 + \dfrac{1}{2}\delta}, \tag{3.286}$$

unde s-a notat cu

$$\delta = \frac{\Delta R}{R_1} \tag{3.287}$$

variația relativă a rezistenței traductorului.

Rezultă o sensibilitate

$$S = \frac{\Delta v/E}{\Delta R/R} \cong \frac{1}{4} \tag{3.288}$$

și o caracteristică de transfer neliniară.

Dacă brațele punții sînt neegale ($R_1 = R_3 = R$, $R_2 = R_4 = KR$) rezultă:

$$\frac{\Delta v}{E} = -\frac{K}{(1 + K)^2} \cdot \frac{\delta}{1 + \dfrac{1}{1 + K}\delta}. \tag{3.289}$$

Această relație arată că funcționarea cu brațe neegale conduce la *scăderea* sensibilității și la *creșterea* liniarității.

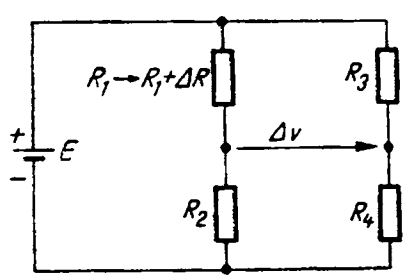


Fig. 3.223. Punte neechilibrată, cu un singur traductor, alimentată în tensiune.

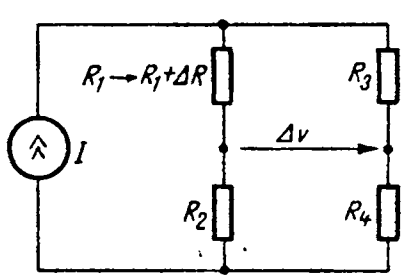


Fig. 3.224. Punte neechilibrată, cu un singur traductor, alimentată în curent.

Alimentînd puntea de la o sursă de curent constant (fig. 3.224) se obține o reducere la jumătate a neliniarității. Expresia caracteristicii de transfer este dată de (se presupun brațe egale)

$$\Delta v = -\frac{1}{4} RI \frac{\delta}{1 + \dfrac{1}{4}\delta}. \tag{3.290}$$

● **Dacă în punte se conectează două sau patru traductoare** a căror excitație se poate alege convenabil astfel ca rezistența unora să crească iar a celorlalte să scadă, se obțin schemele din figurile 3.225 și 3.226.

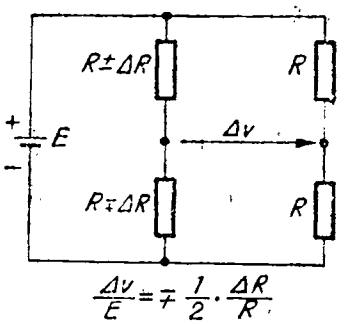


Fig. 3.225. Punte neechilibrată, cu două traductoare.

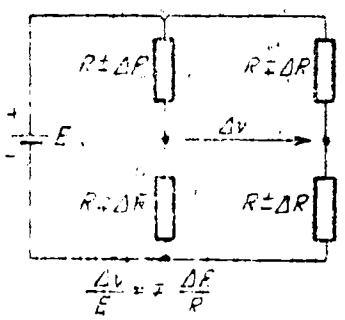


Fig. 3.226. Punte neechilibrată, cu patru traductoare.

Expresiile caracteristicilor de transfer — presupunînd cazul cel mai des întîlnit în practică, al brațelor egale — sînt indicate în figuri. Se obțin caracteristici de transfer liniare și o sensibilitate față de cazul unui singur traductor de două și respectiv patru ori mai mare.

3.7.5.2. Echilibrarea inițială și/sau decalarea zeroului scalei de măsurare

Operația de echilibrare inițială este determinată de existența toleranțelor față de valoarea nominală a traductoarelor, de eventuala neechilibrare a excitației traductoarelor sau de necesitatea de a muta (ofseta) punctul de zero astfel încît să fie posibilă măsurarea unor variații față de o componentă statică. (Un exemplu de astfel de ofsetare apare în aplicațiile de cîntărire în care este necesar să se țină seama de „tara" recipientului care conține materialul de cîntărit.)

● De multe ori este convenabil să se prevadă **elementele de reglaj direct la nivelul punții.** Cîteva exemple apar în figura 3.227. În ceea ce pri-

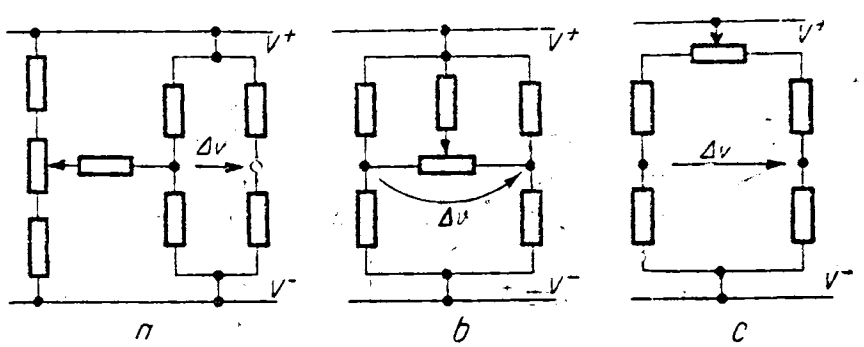


Fig. 3.227. Scheme tipice de realizare a echilibrării inițiale, la nivelul punții neechilibrate.

veşte analiza performanţelor acestor circuite, următoarele puncte sînt de un interes deosebit (circuitele din figura 3.227, *a*, *b*):

— efectele pe care le determină încărcarea punţii de către elementele de echilibrare asupra tensiunii de la ieşirea punţii;

— diferenţele între coeficienţii de temperatură ai traductoarelor şi cei ai elementelor de echilibrare;

— modificarea tensiunii de mod comun la ieşirea punţii;

— variaţia cu temperatura a tensiunii de mod comun la ieşirea punţii.

Circuitul din figura 3.227, *c* reclamă utilizarea de potenţiometre de valoare foarte mică. Ca urmare, rezultă în cazul potenţiometrelor bobinate o rezoluţie scăzută, iar în cazul utilizării ca potenţiometru a unui fir de sîrmă cu contact alunecător—erori şi instabilităţi date de rezistenţa de contact şi de tensiunile termoelectromotoare.

○ **Ca regulă generală,** este mult mai bine să se utilizeze pentru echilibrare — dacă este posibil — rezistenţe fixe şi nu potenţiometre.

● Dacă, de exemplu, schemele de echilibrare directă din figura 3.227 sînt convenabil de utilizat pentru tensometrele metalice (de multe ori fiind posibilă şi compensarea simultană a tensiunii de ofset a amplificatorului), în cazul tensometrelor semiconductoare echilibrarea devine dificil de realizat din cauza variaţiei rezistenţei nominale a traductorului cu temperatura.

În astfel de situaţii se pot utiliza scheme în care **echilibrarea se face în interiorul circuitului de prelucrare** (fig. 3.228). Cîştigul amplificatorului diferenţial se alege astfel încît să fie compatibil cu gama dinamică a semnalului. Echilibrarea are avantajul că se face la nivel mare de semnal şi că nu interferă cu sursele de alimentare a punţii sau cu tensiunea de ofset a amplificatorului diferenţial.

● Utilizînd o schemă mai elaborată se poate elimina şi dezavantajul dependenţei rejecţiei de mod comun a amplificatorului realizat cu *AO* în funcţie de poziţia potenţiometrului de echilibrare. O configuraţie des întîlnită o constituie **puntea etajată** (sau **puntea dublă**), a cărei schemă este indicată în figura 3.229. Se observă că există de fapt două punţi ale căror semnale

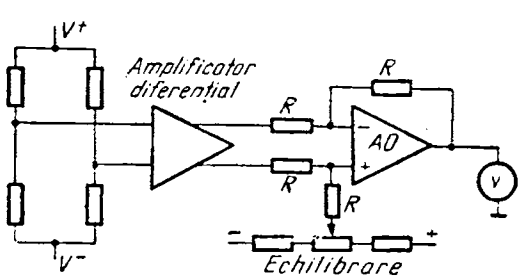


Fig. 3.228. Exemplu de circuit în care echilibrarea iniţială se realizează la nivelul elementului de prelucrare.

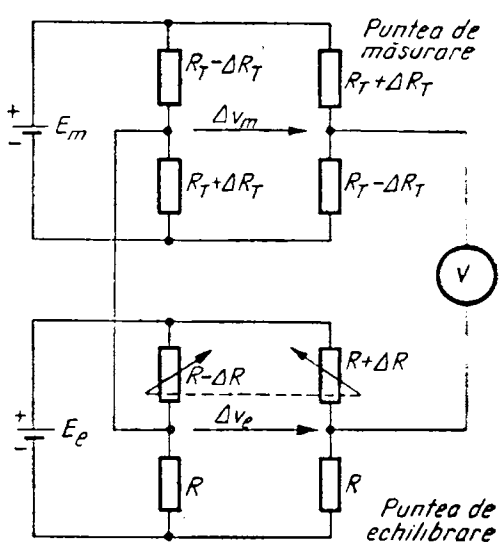


Fig. 3.229. Puntea etajată.

de ieşire sînt conectate în serie. *Puntea de măsurare*, cu două sau patru traductoare, nu are nici un element de echilibrare. Sensibilitatea acestei punţi este afectată de abateri de la valoarea sa nominală determinate de valoarea particulară a sensibilităţii traductorului utilizat (de exemplu, un traductor tensometric rezistiv din constantan are o sensibilitate, S_T, cuprinsă între 1,9 şi 2,1). Cealaltă *punte* serveşte *pentru echilibrarea şi ofsetarea zeroului scalei de măsurare*, fiind etalonată direct în mărimea măsurată (de exemplu, deformaţia relativă).

Condiţia de echilibru a punţii etajate este

$$\Delta v_m + \Delta v_e = 0, \tag{3.291}$$

unde Δv_m şi Δv_e constituie tensiunile de dezechilibru ale punţii de măsurare, respectiv ale punţii de echilibrare (de observat că nu este necesar ca fiecare punte în parte să fie echilibrată). Deoarece

$$\Delta v_m = const. \frac{\Delta R_T}{R_T} E_m ; \tag{3.292}$$

$$\Delta v_e = const. \frac{\Delta R}{R} E_e, \tag{3.293}$$

se obţine

$$\frac{\Delta R_T}{R_T} = const. \frac{E_e}{E_m} \cdot \frac{\Delta R}{R}. \tag{3.294}$$

Considerînd exemplul măsurării unei deformaţii cu tensometre rezistive, se poate scrie că

$$\frac{\Delta R}{R} = S_T \varepsilon, \tag{3.295}$$

unde ε este alungirea relativă. Înlocuind (3.295) în (3.294), rezultă

$$\frac{\Delta R_T}{R_T} = const. \frac{E_e}{E_m} S_T \varepsilon. \tag{3.296}$$

Ajustarea sensibilităţii punţii etajate în funcţie de valoarea particulară a sensibilităţii traductorului se realizează prin modificarea raportului tensiunilor de alimentare ale celor două punţi. De exemplu, în serie cu circuitul de alimentare a punţii de echilibrare se poate conecta o rezistenţă reglabilă, gradată direct în valori ale lui S_T. În felul acesta reglajul pentru valoarea particulară a lui S_T se face fără contact în punte.

● Într-o altă clasă de aplicaţii puntea şi elementele de echilibrare nu există fizic în totalitate la locul măsurării. Elementele de echilibrare, sursa de alimentare şi chiar o parte a punţii se găsesc în aparatul de măsurare, aparat la care traductoarele se conectează prin fire. Cele două situaţii posibile apar în figurile 3.230 şi 3.231 şi sînt cunoscute sub numele de **jumătate de punte**, respectiv **punte întreagă**.

În cazul conectării ca jumătate de punte, condiţia de echilibrare iniţială este

$$P = \frac{2\rho}{1-\rho} R_0, \tag{3.297}$$

unde ρ este toleranţa asupra valorii nominale a traductoarelor.

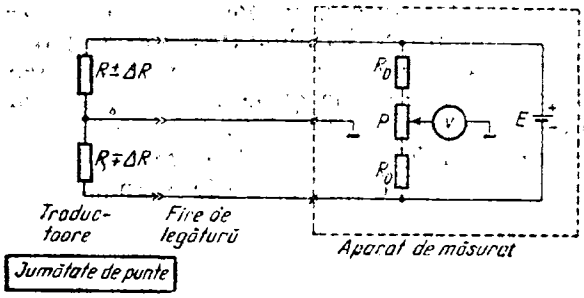


Fig. 3.230. Schema configurației de măsurare de tip „jumătate de punte".

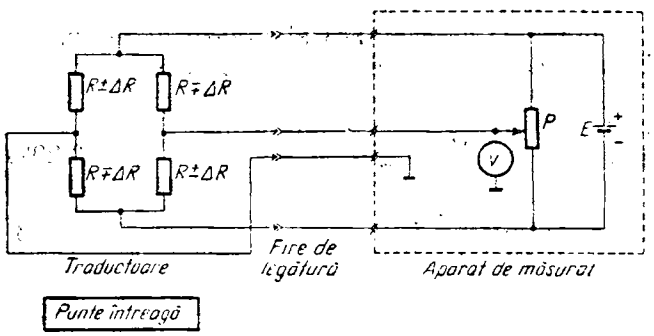


Fig. 3.231. Schema configurației de măsurare de tip „punte întreagă".

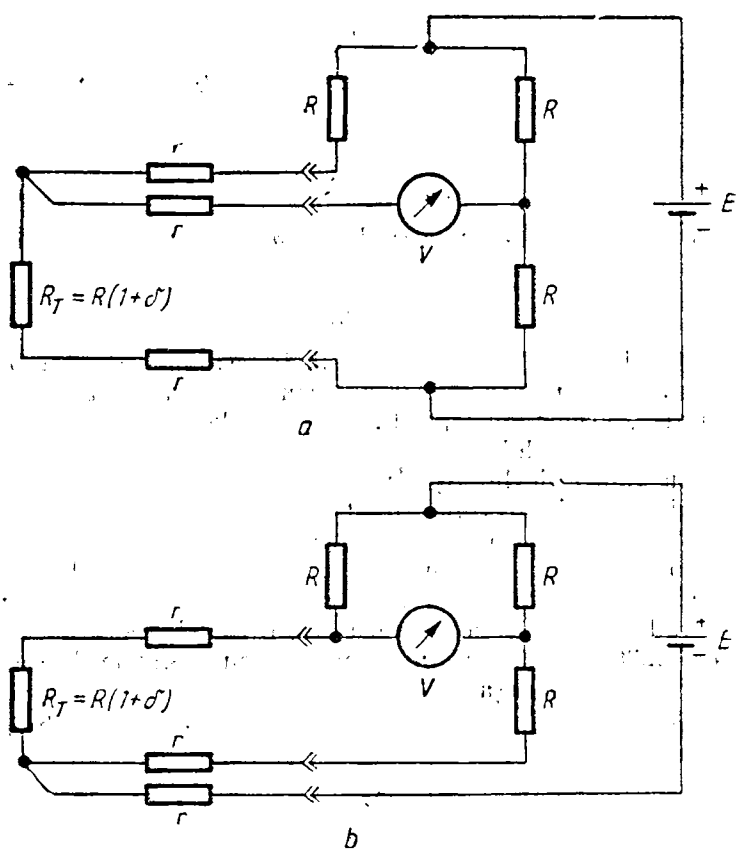


Fig. 3.232. Conectarea traductorului la puntea neechilibrată prin trei fire.

Pentru conectarea ca punte întreagă, pentru valoarea potențiometrului de echilibrare P se adoptă o valoare

$$P = (10 \ldots 20)R \tag{3.298}$$

pentru ca efectul de reducere a sensibilității datorită șuntării traductoarelor de către potențiometrul P să fie practic neglijabil.

○ **Notă.** În situațiile în care *traductorul este situat la distanță mare de punte de măsurare* variația cu temperatura a rezistenței firelor de legătură poate să devină comparabilă — sau chiar mai mare decît variația rezistenței traductorului, conducînd la o măsurare afectată de erori mari. Soluția tipică pentru această problemă constă în *conectarea traductorului la punte de măsurare prin trei fire*, după cum se indică în schemele din figura 3.232. Se observă că rezistențele firelor de legătură apar în două brațe adiacente ale punții și în diagonala de măsurare sau de alimentare, realizîndu-se astfel o compensare de prim ordin a variației cu temperatura a rezistenței firelor de legătură.

3.7.5.3. Alimentarea punților de măsurare

După cum s-a arătat în paragraful consacrat sensibilității punților neechilibrate, tensiunea din diagonala de măsurare depinde de variația rezistenței traductorului *și de tensiunea de alimentare a punții*. Rezultă că orice eroare care afectează valoarea tensiunii de alimentare a punții se transferă direct asupra rezultatului măsurării.

● În cazul traductoarelor cu o rezistență nominală mică (de exemplu — traductoarele tensometrice), **schema de alimentare trebuie să elimine variațiile tensiunii de alimentare a punții determinate de căderea de tensiune pe rezistența firelor de alimentare.** O schemă de principiu este indicată în figura 3.233. Se observă că la punte sînt conectate patru fire (conexiune Kelvin): două transportă curentul de alimentare, iar prin celelalte două se citește* (într-un circuit de mare impedanță) valoarea tensiunii de alimentare, E. Amplificatorul diferențial și AO sînt conectate într-o buclă de reacție care face ca $E = E_R/K$, independent de căderea de tensiune pe rezistența r a firelor de alimentare.

Multe firme produc în momentul de față, sub forma unor module, surse compacte de alimentare specializate pentru traductoare. Aceste module conectate la rețeaua de curent alternativ oferă în afară de tensiunea de alimentare a punții (conexiune Kelvin cu patru fire) — reglabilă prin intermediul unui potențiometru exterior — și tensiunile standard ± 15 V (la un consum de ordinul a 100 mA) pentru alimentarea celorlalte blocuri ale aparatului.

---

* Aceste două terminale sînt denumite în literatura de limbă engleză „SENSE +" respectiv „SENSE —" (sau „SENSE HIGH", respectiv „SENSE LOW"), corespunzător punctului de potențial ridicat, respectiv celui de potențial scăzut.

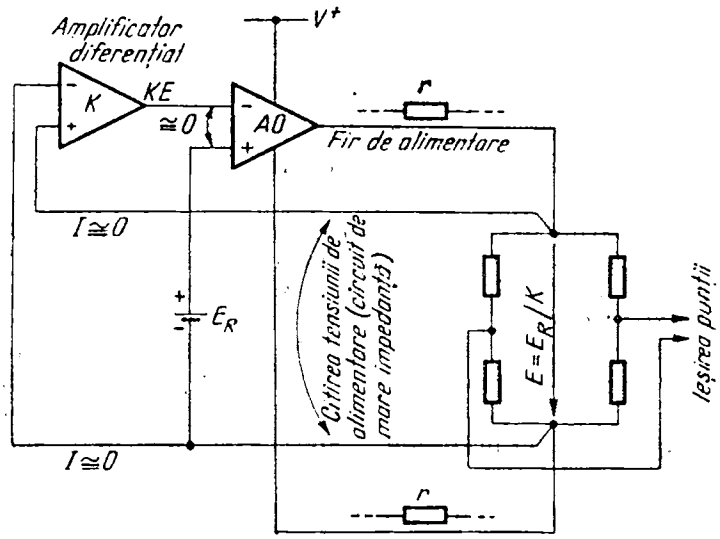


Fig. 3.233. Schema de principiu pentru alimentarea cu tensiune a unei punți neechilibrate astfel încît să se elimine efectul căderii de tensiune pe firele de alimentare.

● **Utilizarea ca instrument indicator a unui voltmetru digital cu dublă pantă** ca în figura 3.234 face posibilă realizarea unui sistem în care influența tensiunii de alimentare a punții se poate elimina.

Într-adevăr, pentru un voltmetru cu dublă pantă numărul indicat, n_x, este dat de relația

$$n_x = const \cdot \frac{V_x}{V_R}, \tag{3.299}$$

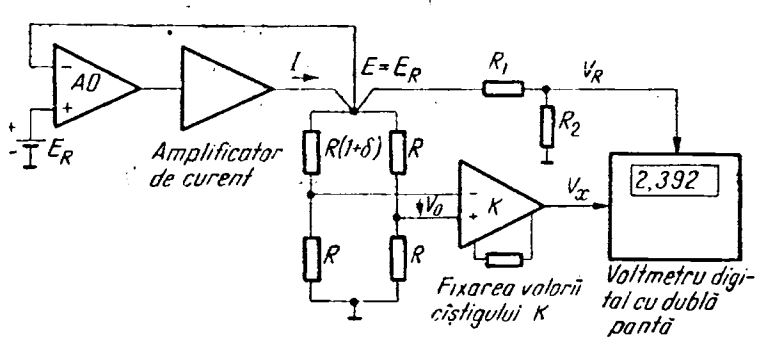


Fig. 3.234. Utilizarea unui voltmetru numeric cu dublă pantă pentru eliminarea influenței variațiilor tensiunii de alimentare.

unde V_x este tensiunea care se măsoară, iar V_R este o tensiune de referință. Observînd că

$$V_x = KV_0 \cong K\frac{1}{4}E\delta$$

și că

$$V_R = \frac{R_2}{R_1 + R_2}E,$$

rezultă că indicația n_x este independentă de tensiunea de alimentare a punții.

Se observă că amplificatorul operațional AO și amplificatorul de curent sînt conectate într-o buclă de repetor de tensiune cu curent de ieșire mare.

Presupunînd, de exemplu, traductorul de 250 Ω și o tensiune de alimentare de $E = +10$ V, se obține pentru curentul de ieșire valoarea $I = 10/0{,}25$ mA $= 40$ mA.

Deoarece curentul de polarizare al intrării AO este neglijabil de mic, căderea de tensiune pe firul care leagă intrarea inversoare cu puntea este și ea neglijabilă și se obține $E = E_R$ (egalitatea este aproximativă, deoarece mai intervine și tensiunea de ofset a AO). În acest fel tensiunea de alimentare a punții este afectată numai de variațiile date de tensiunea de referință E_R și de driftul tensiunii de ofset a AO.

● **O altă soluție de alimentare a punții face apel la un stabilizator dual cu urmărire.** Schema este indicată în figura 3.235. Tensiunea de ieșire a punții este amplificată cu R_2/R_1 de un amplificator diferențial realizat în jurul AO, astfel că

$$V_0 = \frac{R_2}{R_1} 2E\delta. \qquad (3.300)$$

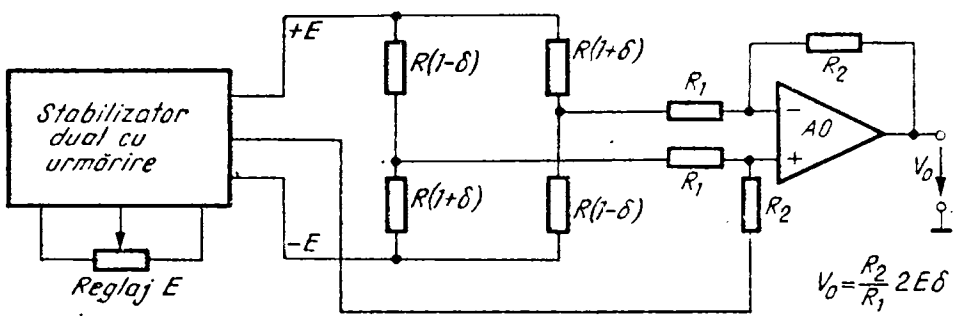


Fig. 3.235. Alimentarea unei punți neechilibrate prin intermediul unui stabilizator dual cu urmărire.

Utilizarea stabilizatorului dual cu urmărire oferă două avantaje majore. Unul dintre ele este dat de posibilitatea de ajustare a sensibilității sistemului de măsurare (reglaj de cap de scală) dintr-un singur potențiometru care reglează simultan tensiunile de ieșire din stabilizator (cerința care se impune stabilizatorului este ca să-și păstreze stabilizarea și în condițiile în care debitează pe sarcini importante, situație des întîlnită în cazul punților de măsurare). Celălalt avantaj este acela că tensiunea de mod comun la ieșirea punții rămîne nulă, fiind independentă de reglajul de sensibilitate, fapt care optimizează performanțele de rejecție de mod comun ale circuitului.

● Metoda de alimentare probabil cea mai des utilizată în sistemele de măsurare și control analogice industriale este aceea în care **conectarea punții la sursa de alimentare** se face **printr-o pereche de fire care servesc totodată și pentru transmiterea rezultatului măsurării**, realizîndu-se astfel o *buclă de curent*. Schema de principiu este indicată în figura 3.236. Valoarea de zero electric a curentului este de 4 mA, iar valoarea de cap de scală — de 20 mA (deci unei variații de la 0 la 100% a parametrului măsurat îi cores-

punde o variație a curentului de 16 mA). Curentul inițial de 4 mA este utilizat pentru excitarea traductoarelor și alimentarea circuitelor adiacente.

Acest sistem de alimentare are cîteva avantaje importante:

— utilizarea curentului și nu a tensiunii ca mijloc de transmitere a informației:

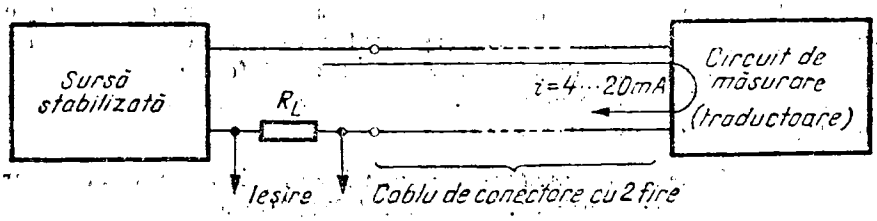


Fig. 3.236. Alimentarea circuitului de măsurare printr-o pereche de fire care servesc și pentru transmiterea rezultatului măsurării (buclă de curent).

— cablurile de conectare sînt fără pretenții, costul de instalare este redus;

— consum mic de putere;

— semnalarea imediată a unui defect (curent nul) deoarece zeroului electric îi corespunde un curent de 4 mA.

Schema de principiu a unui circuit utilizat pentru o buclă de curent este indicată în figura 3.237*. Generatorul de curent I, dioda de referință DR, amplificatorul operațional AO_1, și rezistențele R_4 și R_B realizează alimentarea cu o tensiune stabilizată a punții de măsurare și a amplificatorului operațional AO_2. Generatorul de curent minimizează fluctuațiile tensiunii de alimentare a punții datorită variației tensiunii de alimentare V_S. Dioda D protejează schema în cazul unei conectări accidentale în mod invers a terminalelor de alimentare $\oplus$ și $\ominus$.

Puntea de măsurare este compusă din rezistențele R_1, R_2, R_3, potențiometrul R_0 și traductorul R_T. Rezistența R_4 servește pentru realizarea valorii tensiunii de mod comun necesare pentru funcționarea liniară a amplificatorului operațional AO_2.

AO_2 citește tensiunea din diagonala de măsurare și convertește semnalul de nivel foarte mic într-un curent cu ajutorul tranzistorului T. Se observă că terminalul $\ominus$ poate fi privit ca o ieșire a unui amplificator operațional echivalent (chenarul punctat în figura 3.237) al cărui cîștig cu bucla închisă este dat, aproximativ, de $R_F/R_3 = 1\,600$.

Ajustarea punctului de zero ($\delta = 0$, $i_L = 4$ mA) se realizează din potențiometrul R_0. Mișcînd cursorul potențiometrului astfel încît prin R_3 să treacă un curent cu 2,5 μA mai mare decît curentul prin R_T, potențialul capătului rezistenței R_3 crește cu 2,5 μA $\times$ 100 Ω = 250 μV. Această creștere este amplificată și se regăsește pe rezistența R_F: -250 μV $\times$ 1 600 $= -0{,}4$ V. Curentul i_L va avea valoarea 0,4 V/R_B = 4 mA.

Să presupunem că variația relativă maximă a traductorului este $\delta = 0{,}01$; în acest caz R_B scade cu 1 Ω, iar potențialul capătului său de sus cu 1 mV,

* Pentru ca funcționarea circuitului să se poată descrie mai ușor, în schema din figura 3.237 s-au indicat și cîteva valori tipice.

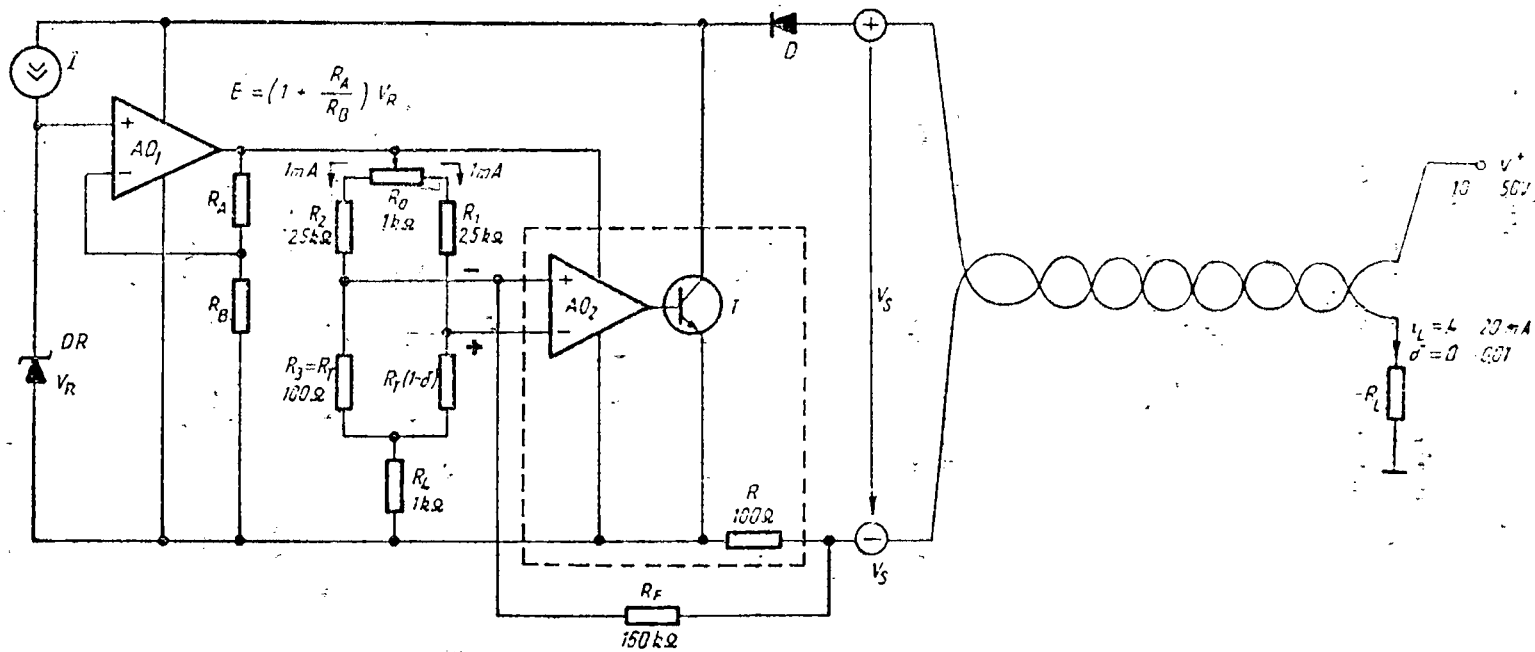


Fig. 3.237. Schema de principiu a unei bucle de curent.

fapt care determină ca potențialul terminalului $\ominus$ să ajungă la -2 V. Curentul i_L va avea valoarea corespunzătoare capătului de scală 2 V/100 Ω = = 20 mA.

În proiectarea acestui tip de circuite sînt de urmărit cu strictețe cîteva chestiuni chiar din faza inițială:

— cît se alocă din cei 4 mA punții și cît restului de circuite;

— valorile maximă și minimă a tensiunii la intrările circuitului;

— valoarea maximă a tensiunii sursei de alimentare (dependentă de rezistența firelor de legătură);

— dependența curentului din buclă de tensiunea de la intrarea circuitului;

— nivelul semnalului, al zgomotului și driftului;

— rezistența de izolație a cablului de legătură (orice scurgere de curent între cele două fire constituie o sursă de eroare).

3.7.6. PUNȚI NEECHILIBRATE ALIMENTATE ÎN CURENT ALTERNATIV

În cazul alimentării în curent alternativ apar probleme specifice legate de echilibrarea inițială, de sensibilitate și de defazajul tensiunii din diagonala de măsurare față de tensiunea din diagonala de alimentare.

3.7.6.1. Echilibrarea inițială

Din teoria generală a punților de impedanțe se știe că în general pentru realizarea echilibrului trebuie îndeplinite simultan **două condiții**: una *de modul* și una *de fază*. Ca urmare, trebuie prevăzute în schema de echilibrare două reglaje.

Să considerăm ca exemplu **cazul unei jumătăți de punte alimentată de la o sursă de tensiune alternativă.** Cablurile de legătură între traductoare și circuitul de măsurare au o capacitate parazită care se plasează tipic în gama 20...200 pF/m. Schema echivalentă, în care capacitățile C_{1p} și C_{2p}

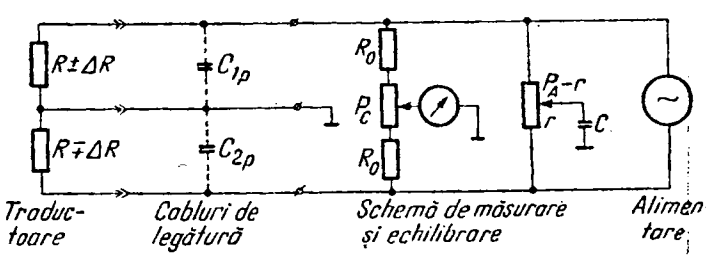


Fig. 3.238. Schema echivalentă a configurației de măsurare de tip „jumătate de punte" alimentată de la o sursă de tensiune alternativă.

(nu sînt în mod necesar egale) reprezintă capacitățile introduse de cablurile de legătură, este indicată în figura 3.238.

Potențiometrul P_A și capacitatea C servesc pentru realizarea echilibrării la o singură frecvență a punții de rezistență. Ideea reglajului este simplă: potențiometrul P_A și capacitorul C introduc în paralel pe brațele punții două

capacităţi egale (în cazul în care se îndeplineşte condiţia $\omega P_A C \ll 4$) cu $\frac{r}{P_A} C$ şi $\frac{P_A - r}{P_A} C$. Modificînd poziţia cursorului potenţiometrului P_A, se poate ajunge în situaţia în care capacităţile paralel pe ambele braţe sînt egale, deci puntea este la echilibru.

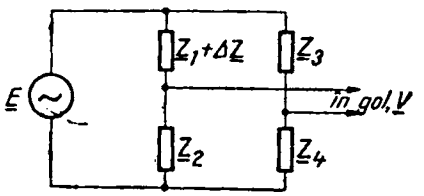


Fig. 3.239. Punte neechilibrată alimentată de la o sursă de tensiune alternativă.

3.7.6.2. Sensibilitatea

Presupunînd o alimentare de la o sursă de tensiune şi o măsurare a tensiunii de dezechilibru cu un detector de impedanţă de intrare mare (fig 3.239), pentru sensibilitatea punţii se obţine expresia

$$S = \frac{\frac{V}{E}}{\frac{\Delta Z}{Z_1}} = \frac{K}{(1+K)^2}, \tag{3.301}$$

unde

$$K = \frac{Z_2}{Z_1} = \frac{Z_4}{Z_3}. \tag{3.302}$$

Se observă că sensibilitatea este în acest caz o mărime complexă a cărei valoare concretă depinde de natura elementelor punţii. Valoarea maximă a sensibilităţii se obţine întotdeauna pentru $|K| = 1$. Pentru punţi care conţin numai reactanţe sau care au două braţe alăturate compuse din rezistenţe, iar celelalte braţe din reactanţe de aceeaşi natură, valoarea maximă a sensibilităţii este 1/4. Pentru punţi care au rezistenţe în braţe opuse, iar în celelalte braţe reactanţe de naturi diferite, valoarea maximă a sensibilităţii este 1/2.

3.7.6.3. Relaţia de fază între tensiunea din diagonala de măsurare şi tensiunea de alimentare

Să considerăm în calitate de exemplu o **punte neechilibrată alimentată de la o sursă de tensiune alternativă în care se utilizează un traductor diferenţial inductiv** (fig. 3.240). L_1, L_2 sînt inductivităţile înfăşurărilor, iar R_1, R_2 — rezistenţele lor.

Diagramele fazoriale care caracterizează funcţionarea acestei punţi sînt date pentru situaţia de echilibru şi pentru diverse situaţii de dezechilibru.

La echilibru (fig. 3.241, *a*) tensiunea din diagonala de măsurare este nulă. Presupunînd că miezul de fier al traductorului se mişcă astfel încît L_1 creşte iar L_2 scade, se obţine situaţia din figura 3.241, *b*. Pentru o mişcare în sens contrar L_1 scade şi L_2 creşte ; se obţine situaţia din figura 3.241, *c* (tensiunea V_c este defazată cu 180° faţă de tensiunea V_b). Dacă, de exemplu,

fără a mișca miezul din poziția în care $L_1 = L_2$ intervin factori de mediu ambiant sau apare o îmbătrînire producînd o variație de semn contrar a rezistenței înfășurărilor, se obține situația din figura 3.241, *d* (tensiunea V_a este defazată acum cu 90° față de tensiunea V_b).

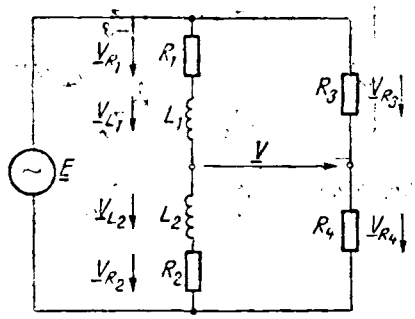


Fig. 3.240. Punte neechilibrată în care brațele *1* și *2* corespund unui traductor diferențial inductiv, alimentată de la o sursă de tensiune alternativă.

Analiza acestor diagrame fazoriale pune în evidență cîteva concluzii de mare însemnătate.

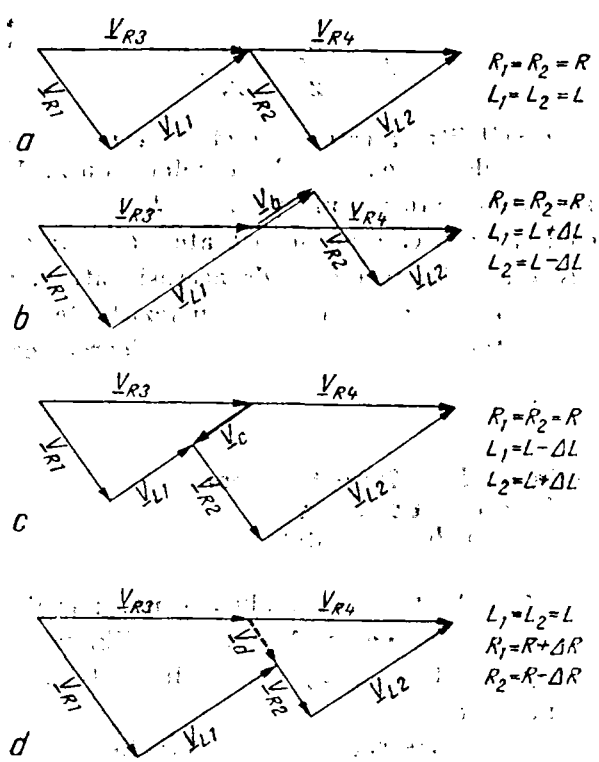


Fig. 3.241. Diagramele fazoriale pentru puntea din figura 3.240 pentru cîteva situații tipice ale valorilor elementelor traductorului diferențial inductiv.

(1) *Sensul în care este dezechilibrată puntea* poate fi obținut din *defazajul tensiunii din diagonala de măsurare față de tensiunea de alimentare*; la trecerea prin poziția de echilibru, acest defazaj variază cu 180°.

(2) În cazul în care traductorul are elemente parazite fie rezistive, fie reactive, separarea efectului util care este dat de elementele reactive, respectiv rezistive, se poate realiza observînd că în tensiunea de dezechilibru variațiile elementelor rezistive și reactive determină componente care sînt în *cuadratură*.

Atît determinarea sensului de variație a unui traductor, cît și eliminarea efectelor date de elementele parazite, se realizează cu ajutorul *detectoarelor sensibile la fază* (v. § 3.3.1).

3.7.7. PUNȚI CU TRANSFORMATOR (PUNȚI CU BRAȚE CUPLATE INDUCTIV)

Ideea de a utiliza în brațele unei punți inductanțe, deși posibil de implementat în principiu, este confruntată în cazul realizării practice cu numeroase dificultăți determinate de dezavantajele tipice inductanțelor: caracteristica de frecvență este proastă, în general neliniară, au dimensiuni mari, factorul de calitate are valori mici, captează ușor zgomote exterioare.

Pe de altă parte este interesant de observat că două inductanțe cuplate strîns constituie o alternativă extrem de favorabilă, fiind în cazul punților cu inductanțe cea mai bună alegere pe care o putem face. Aceste afirmații se justifică prin faptul că raportul de transformare se poate realiza cu o precizie foarte ridicată (se poate obține ușor o eroare mai mică de 1 ppm), iar valoarea acestui raport este practic independentă de încărcarea înfășurării, deci de valoarea sarcinii.

Cele trei conexiuni fundamentale ale punților cu brațe cuplate inductiv sînt prezentate în figura 3.242.

● Schema din figura 3.242, *a* reprezintă **conexiunea de divizor de tensiune.** Această conexiune se utilizează pentru *măsurarea precisă a impedanțelor de valoare mică*, deoarece impedanța din celelalte două brațe ale punții

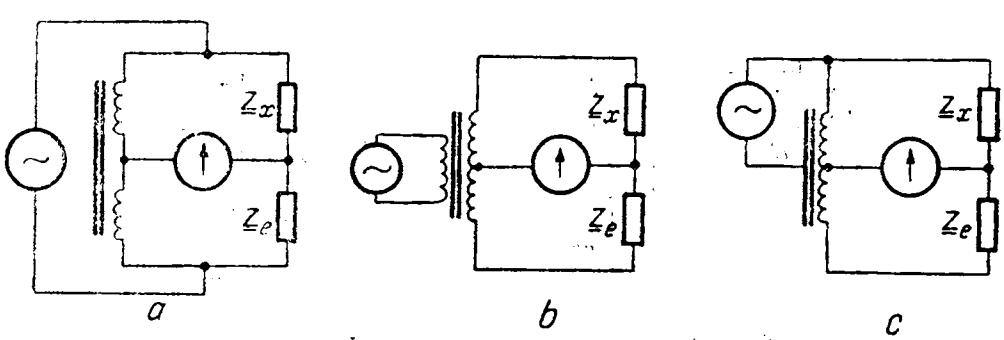


Fig. 3.242. Punte cu brațe cuplate inductiv — conexiunile fundamentale.

nu afectează raportul de transformare. În mod obișnuit se utilizează pentru alimentare un al doilea transformator, realizîndu-se astfel și izolarea.

● **Alimentarea printr-o a treia înfășurare** conduce la conexiunea din figura 3.242, *b* care se utilizează pentru *măsurarea impedanțelor mari* deoarece

raportul tensiunilor în gol pentru cele două înfășurări depinde numai de raportul (care poate fi realizat cu precizie) inductanțelor mutuale între aceste înfășurări și primar și nu de inductanțele de scăpări și rezistențele înfășurărilor.

● **În conexiunea de tip autotransformator** (fig. 3.242, *c*) întreaga tensiune de intrare este aplicată pe unul dintre brațele punții și ca urmare chiar o încărcare puternică a acestui braț nu va avea efect asupra condiției de echilibru. Rezultă că această conexiune este convenabil de utilizat *în condițiile în care este prezentă o încărcare extremă.* Conexiunea de tip autotransformator realizează cea mai proastă precizie a raportului de tensiune în gol din cauza structurii sale puternic asimetrice. De asemenea, impedanța înfășurării pe care nu se aplică tensiunea de alimentare și impedanța reflectată a înfășurării de comandă apar în serie cu $\underline{Z}_e$, fapt ce constituie un factor suplimentar de eroare.

○ **Notă.** În afara avantajelor foarte importante pe care le au punțile cu brațe cuplate inductiv există și *două dezavantaje* care fac ca proiectarea și realizarea acestor punți să fie mult mai complexe în comparație cu situația din cazul punților convenționale :

(1) Dintre cele patru brațe ale punții, două sînt utilizate pentru cele două inductanțe cuplate, iar unul — pentru impedanța necunoscută. Brațul care rămîne trebuie utilizat pentru realizarea echilibrului (*ambele reglaje*). Deși raportul de transformare poate fi modificat cu ușurință pentru a schimba gamele de măsurare, obținerea unei tensiuni variabile cu o rezoluție foarte bună — necesară pentru echilibrare — este dificilă.

(2) Nu se poate realiza tipul de punte inversoare (de raport) ; cu alte cuvinte, nu se pot măsura inductanțe avînd ca element etalon o capacitate și invers.

● Pentru a pune în evidență eficacitatea utilizării unei punți cu brațe cuplate inductiv, să considerăm **exemplul unui traductor capacitiv care se conectează la o punte prin intermediul a două cabluri coaxiale** (fig. 3.243, *a*).

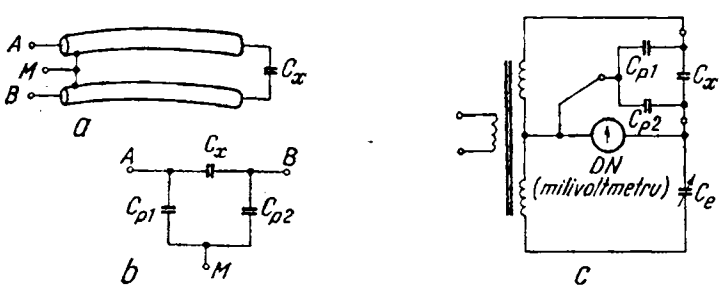


Fig. 3.243. Traductor capacitiv cu cele două cabluri coaxiale de legătură la punte *(a)*, schema echivalentă *(b)* și conectarea la punte a ansamblului *(c)*.

Schema echivalentă din figura 3.243, *b* ne arată că traductorul poate fi considerat drept un element cu trei terminale, *A*, *B* și *M*. De asemenea, trebuie observat că în condițiile curent întîlnite capacitățile parazite introduse de cablurile de legătură (C_{p1}, C_{p2}) pot să fie mult mai mari decît capa-

citatea traductorului, fapt care pune probleme deosebit de dificile din punctul de vedere al măsurării.

Utilizarea unei punți cu brațe cuplate inductiv simplifică apreciabil problema de măsurare. Conectarea traductorului la punte se face ca în figura 3.243, *c*. Se observă că una dintre capacitățile parazite apare în paralel cu una dintre înfășurări, fapt care are un efect neglijabil asupra raportului tensiunilor celor două înfășurări în gol, iar cealaltă capacitate parazită în paralel cu detectorul de nul, neinfluențînd echilibrul punții. Ca urmare, devine posibilă măsurarea unui traductor capacitiv în prezența unor capacități parazite introduse de cablurile de legătură care depășesc de multe ori capacitatea traductorului (ca valori tipice se poate indica o eroare mai mică de 0,1% pentru un raport $C_{p1,2}/C_x \cong 100$).

● **Unele punți cu brațe cuplate inductiv folosesc transformatoare atît pentru alimentare, cît și pentru cuplarea detectorului de nul,** ca în exemplul din figura 3.244. În această figură N_x, N_e reprezintă numărul de spire al înfășurărilor secundare ale transformatorului de intrare, iar n_x, n_e — numărul de spire al înfășurărilor transformatorului de ieșire care realizează cuplajul la detectorul de nul.

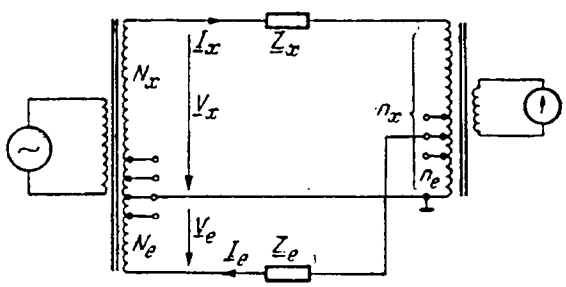


Fig. 3.244. Punte cu brațe cuplate inductiv, în care cuplarea alimentării și a detectorului de nul se realizează prin transformatoare.

Condiția de echilibru se deduce presupunînd că transformatoarele sînt ideale și că Z_e a fost ajustat astfel încît detectorul de nul indică zero. Dacă sînt îndeplinite aceste condiții, rezultă că fluxul prin miezul transformatorului de ieșire este nul, tensiunea la bornele înfășurărilor sale fiind și ea nulă. Ca urmare, impedanței Z_x i se aplică tensiunea V_x, iar impedanței Z_e tensiunea V_e și rezultă

$$I_x = \frac{V_x}{Z_x}; \qquad I_e = \frac{V_e}{Z_e}. \tag{3.303}$$

Condiția de flux nul este echivalentă cu condiția ca suma algebrică a amperspirelor prin primar să fie nulă:

$$I_x n_x = I_e n_e. \tag{3.304}$$

Din aceste relații și ținînd seama că $V_x/V_e = N_x/N_e$ — deoarece transformatorul este ideal — se găsește condiția de echilibru:

$$Z_x = \frac{N_x}{N_e} \cdot \frac{n_x}{n_e} Z_e. \tag{3.305}$$

Această relație pune în evidență avantajul major al schemei în punte din figura 3.244: puntea se poate echilibra într-o gamă foarte mare de valori a impedanței necunoscute, utilizînd doar o valoare a elementului etalon.

3.7.8. PUNȚI CU ECHILIBRARE AUTOMATĂ

Punțile cu echilibrare automată sînt de două tipuri, în funcție de principiul adoptat pentru realizarea schemei de reglaj: *de tip proporțional* și *de tip integral*. În figurile 3.245 și 3.246 se dau două exemple tipice, presupunînd că traductorul este o termorezistență.

● Pentru **schema de tip proporțional** din figura 3.245 alimentarea punții se face în curent alternativ. Puntea redresoare închide bucla de reacție pentru ambele alternanțe ale semnalului de la ieșirea amplificatorului și, totodată, face o dublă redresare pentru a se putea utiliza un instrument de curent continuu.

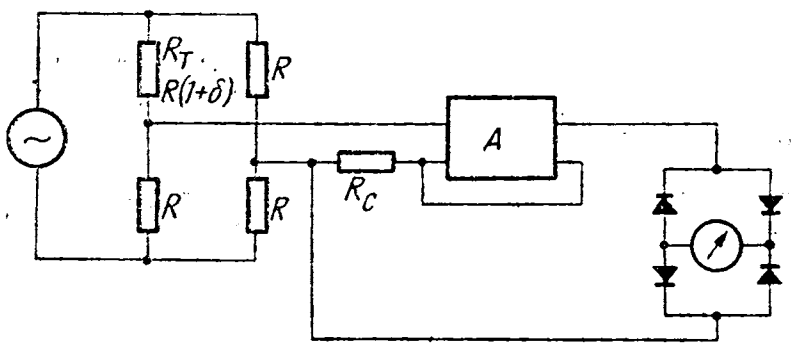


Fig. 3.245. Punte cu echilibrare automată de tip proporțional.

● La **schema de tip integral** din figura 3.246 se remarcă conectarea traductorului prin trei fire. Pentru a se ține seama de rezistența cablurilor de legătură traductor-punte, etalonarea se face cu condiția conectării traduc-

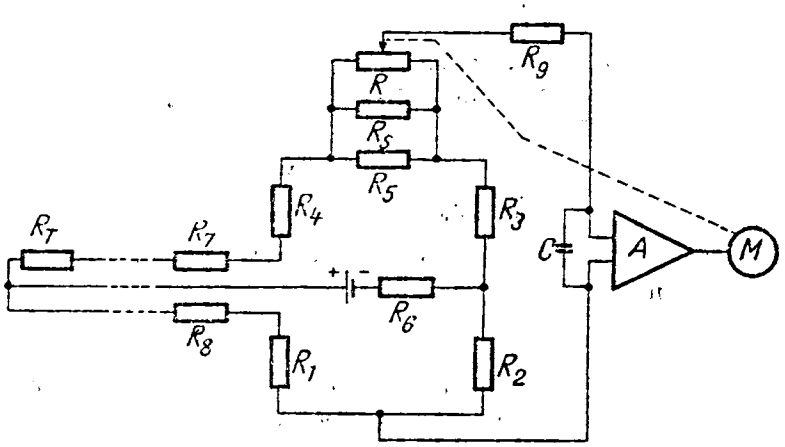


Fig. 3.246. Punte cu echilibrare automată de tip integral.

torului la punte printr-o linie artificială formată din rezistențele ajustabile R_7, R_8, introduse cu valoarea lor maximă. Odată cu introducerea cablurilor de legătură, valoarea acestor rezistențe se micșorează cu valoarea corespunzătoare rezistenței cablului de legătură. Ajustarea valorii rezistenței totale

a potențiometrului de echilibrare se realizează cu ajutorul rezistenței R_5. Rezistența R_5 modifică limitele de măsurare (etalează scara de măsurare). Rezistența R_6 limitează curentul debitat de sursa de alimentare. Grupul R_9, C_1 constituie un filtru.

● **O punte automată de tip integral care utilizează o punte etajată** are schema de principiu din figura 3.247. Din potențiometrul P_1, așezat pe panoul aparatului, se alege zeroul scării măsurare (de exemplu, în cazul unei cîntăriri se face „tara"), iar din potențiometrul P_2 se compensează tensiunea din diagonala punții de măsurare în condițiile aplicării excitației. Schema poate fi alimentată în curent continuu sau alternativ utilizînd același transformator pentru ambele punți eliminîndu-se astfel sensibilitatea față de variația tensiunii rețelei. Sensibilitatea globală se reglează din raportul tensiunilor de alimentare.

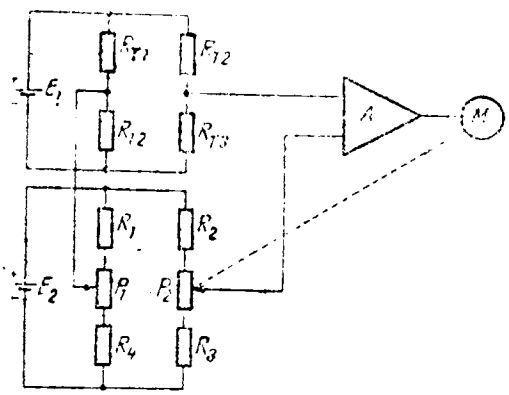


Fig. 3.247. Punte cu echilibrare automată de tip integral care utilizează o punte etajată.

3.7.9. ALTE CIRCUITE ȘI TEHNICI DE MĂSURARE

● În calitate de circuite de măsurare se mai utilizează **divizoarele de tensiune** (un element al divizorului îl constituie chiar traductorul) și **circuitele acordate** (în special pentru măsurare la frecvențe ridicate a traductoarelor capacitive și inductive de valori mici). În cazul circuitelor acordate traductorul se conectează în serie sau în paralel cu circuitul acordat și se urmărește variația frecvenței de rezonanță, a factorului de calitate etc.

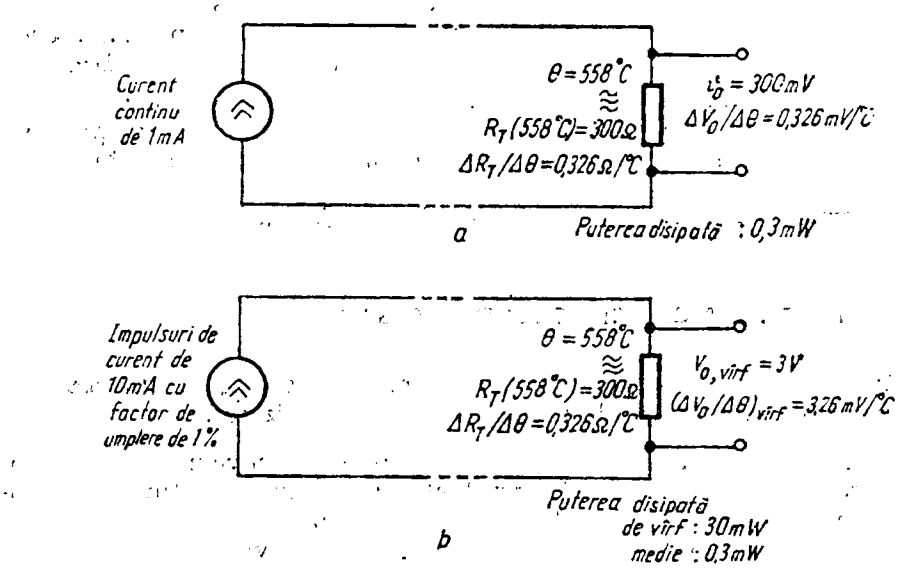


Fig. 3.248. Alimentarea unui traductor în impulsuri.

● **Operarea traductorului în impulsuri.** Operarea traductorului în impulsuri poate aduce un cîştig important în ceea ce priveşte nivelul semnalului de la ieşirea sa.

Un exemplu de principiu este indicat în figura 3.248. Alimentarea termorezistenţei în impulsuri conduce în cazul acestui exemplu la creşterea nivelului de semnal de 10 ori, puterea medie disipată rămînînd neschimbată. Acest cîştig se realizează pe seama complicării elementului de prelucrare ce urmează după traductor (în cazul de faţă devine absolut necesar să se utilizeze un circuit *S/H* pentru prelucrarea semnalului).

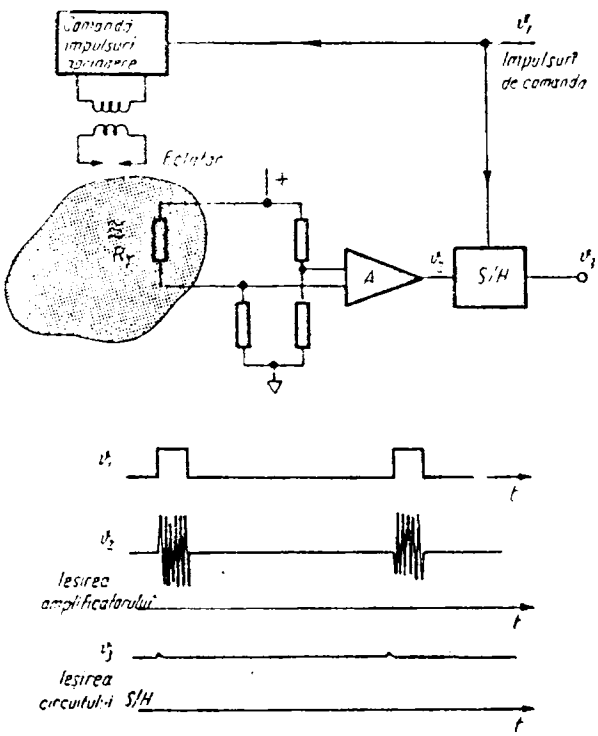


Fig. 3.249. Filtru sincron pentru eliminarea zgomotului.

● **Utilizarea unui filtru sincron.** În cazul în care traductorul lucrează într-un mediu în care există un zgomot dat de impulsuri perturbatoare, eliminarea lor se poate realiza prin întreruperea (blocarea) căii de semnal pe toată durata impulsului respectiv.

Un exemplu de astfel de circuit apare în figura 3.249. Termorezistenţa R_T măsoară temperatura. Încălzirea se face prin intermediul unui arzător cu flacără. Pentru a avea certitudinea că flacăra stă mereu aprinsă se generează permanent impulsuri de aprindere sub forma unor scîntei date de un eclator. Eliminarea zgomotului se face cu ajutorul unui circuit *S/H* care pe toată durata unui impuls de aprindere este în starea de memorare (în restul intervalului de timp se află în starea de eşantionare).

Se observă că prin utilizarea acestui circuit *S/H* se realizează de fapt un filtru sincron.

3.7.10. MODIFICAREA CARACTERISTICII DE TRANSFER

Dintre tehnicile de circuit întîlnite curent în domeniul sistemelor şi AEMC, în acest paragraf se discută *ofsetarea* şi *liniarizarea.*

● **Ofsetare.** Prin ofsetare se înţelege deplasarea nivelului semnalului cu o valoare dată, controlabilă şi reproductibilă. Ca exemple tipice de aplicaţii în care ofsetarea oferă o soluţie eficientă se pot enumera:

— măsurarea unor variaţii mici suprapuse peste o valoare iniţială mare (vezi, de exemplu, § 3.7.5);

— schimbarea originii semnalului (de exemplu trecerea de la K la °C — v. fig. 3.250, de la presiune absolută la presiune relativă etc.);

— eliminarea unui nivel de mod comun;

— eliminarea sau introducerea unui ofset (de exemplu trecerea de la un semnal de tensiune de 0...10 V la un semnal de curent de 4...20 mA — v. § 3.7.1 și § 3.7.5).

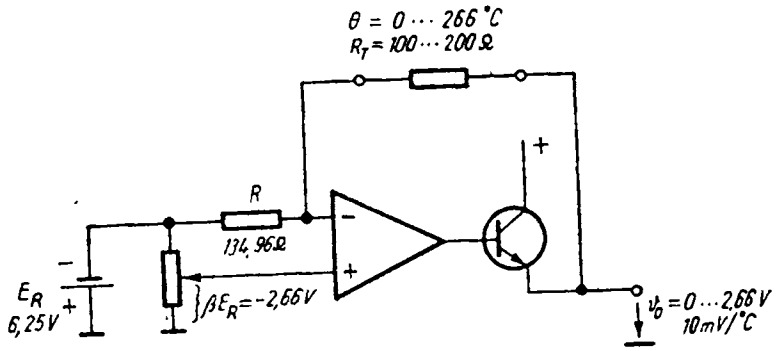


Fig. 3.250. Schimbarea originei pentru afișare în °C.

O formă particulară de ofsetare o constituie **compensarea efectului dat de temperatura joncțiunii de referință (joncțiunea rece) a unui termocuplu.**

În circuitul des întîlnit din figura 3.251, în diagonala punții apare o *tensiune de compensare proporțională cu temperatura joncțiunii reci* (R_C sînt rezistențe din cupru — dependente de temperatură, iar R_M rezistențe din

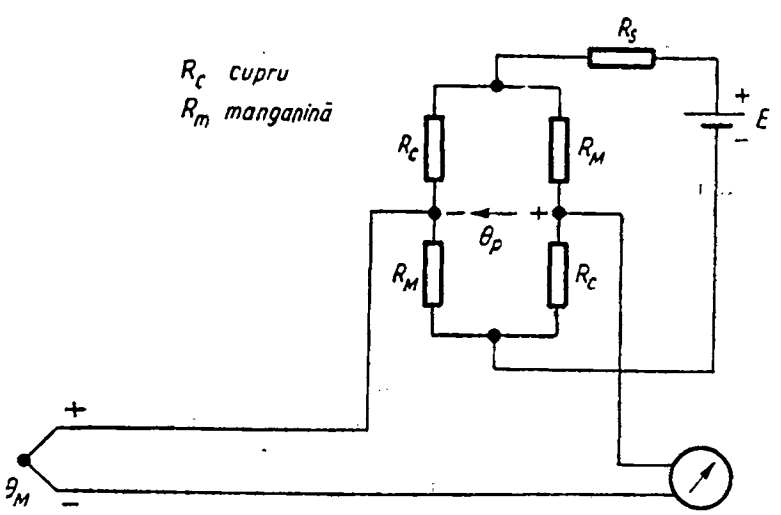


Fig. 3.251. Compensarea temperaturii joncțiunii reci cu o punte a cărei tensiuni de dezechilibru este proporțională cu temperatura.

manganină — practic independente de temperatură). Puntea de compensare se montează în așa fel încît temperatura elementelor sale să fie egală cu temperatura joncțiunii de referință.

În circuitul din figura 3.252 compensarea temperaturii joncțiunii reci se obține prin *utilizarea sursei de curent dependent de temperatură AD590*, [F8], cu care se află în contact termic intim. Tensiunea de pe rezistența R_A realizează compensarea iar referința E_{REF} ofsetează tensiunea de pe rezistența R cu valoarea corespunzătoare celor 273,16 μA dați de sursa de curent la 0°C.

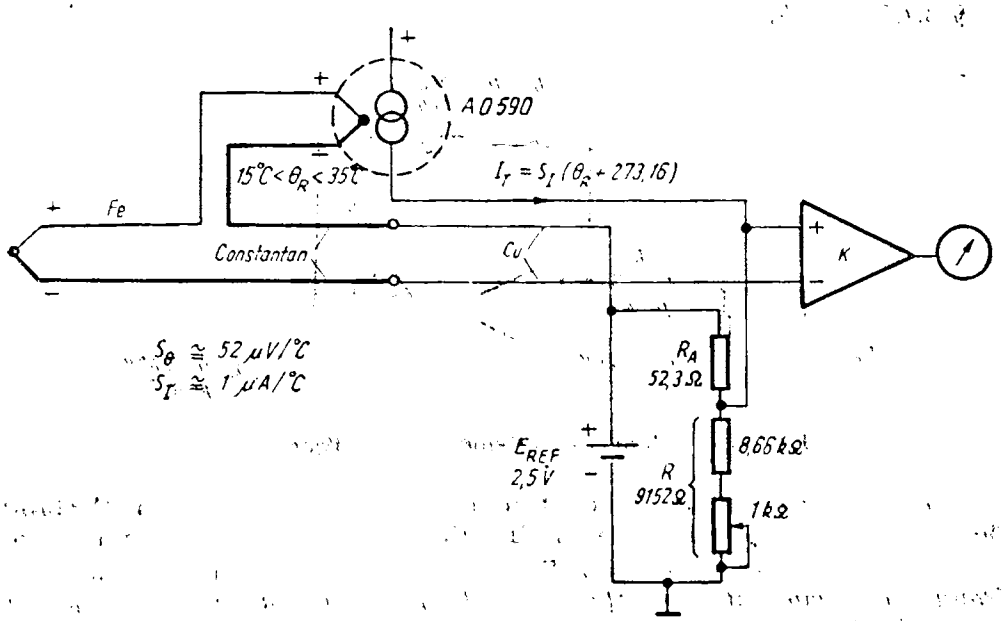


Fig. 3.252. Compensarea temperaturii joncțiunii reci prin utilizarea unei surse de curent dependent de temperatură.

Pentru temperaturi ale mediului ambiant cuprinse între 15 și 35°C, eroarea care se obține este sub 0,1°C.

● **Liniarizare.** O cale directă pentru liniarizarea unei caracteristici de transfer (a traductorului, a elementului de prelucrare sau a ansamblului traductor+element de prelucrare) o oferă *abordarea numerică*. În acest caz fie se depune caracteristica de transfer într-un *ROM*, fie se face apel la algoritmi de calcul al funcției inverse funcției de transfer.

Pentru foarte multe aplicații *liniarizarea analogică* oferă avantaje reale, determinate de implementarea rapidă și ieftină a circuitelor de liniarizare cu ajutorul blocurilor de multiplicare, a convertoarelor multifuncționale, a amplificatoarelor logaritmice etc.

Ca un exemplu de extremă simplitate în figura 3.253 se indică modul în care se poate face **liniarizarea caracteristicii unui termistor — în jurul unei valori date a temperaturii — utilizat ca traductor de temperatură.** Liniarizarea constă în plasarea în serie cu termistorul a unei rezistențe R independente de temperatură. Se dorește ca în jurul temperaturii T_0 tensiunea de la ieșirea divizorului R_T, R să varieze practic liniar cu temperatura. Relațiile de proiectare sînt

$$R = R_0 \frac{B - 2T_0}{B + 2T_0}; \tag{3.306}$$

$$\frac{dv_0}{dT} = \frac{v_0}{T_0} \cdot \frac{B + 2T_0}{2T_0}, \tag{3.307}$$

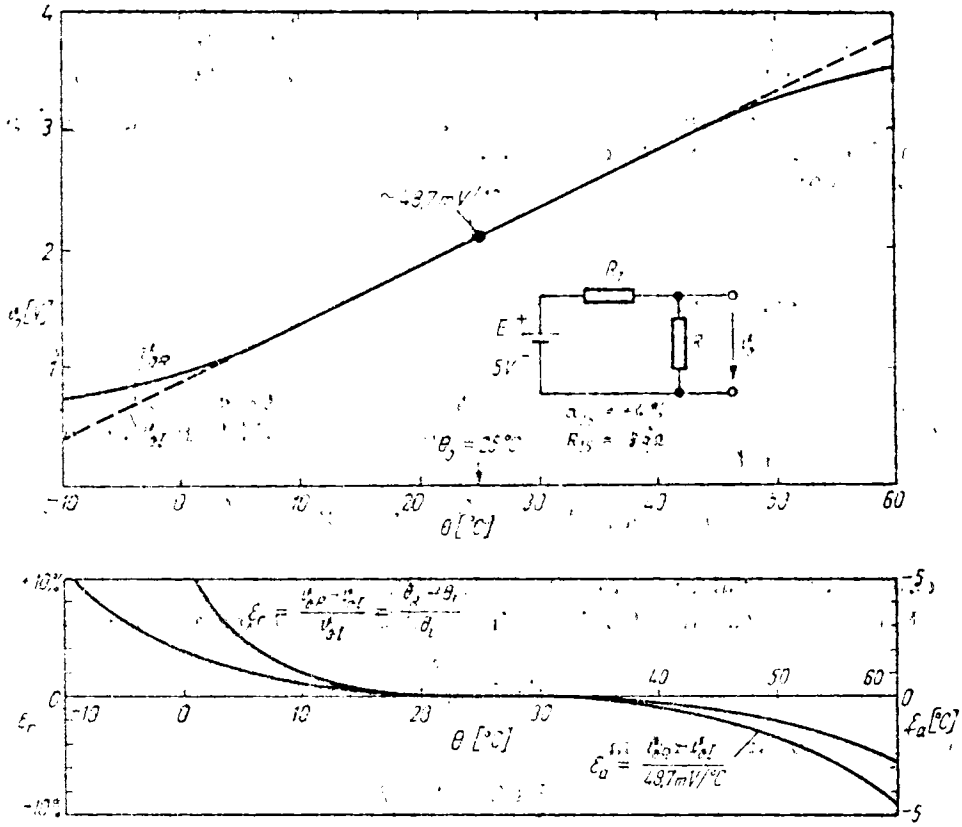


Fig. 3.253. Liniarizarea caracteristicii unui termistor utilizat pentru măsurarea temperaturii.

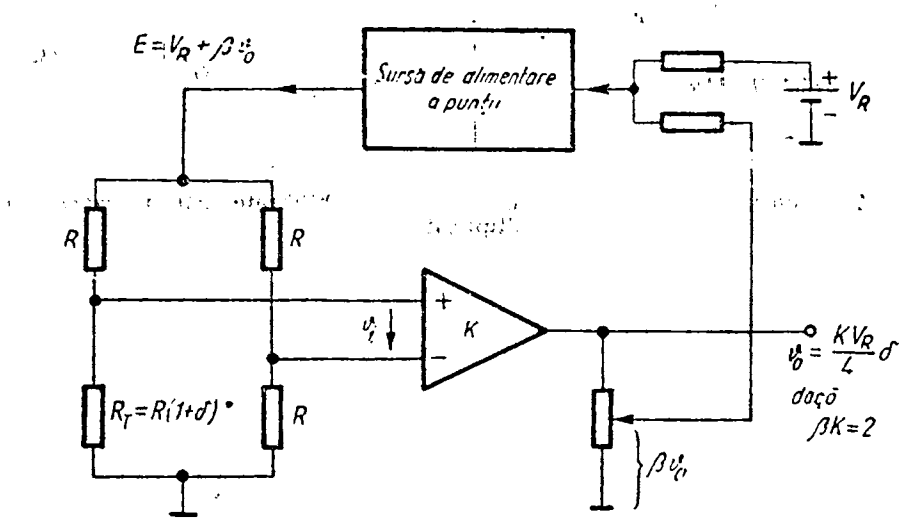


Fig. 3.254. Liniarizarea răspunsului unei punți neechilibrate, utilizînd o tensiune de alimentare dependentă de tensiunea de la ieșire.

unde R_0 este rezistența termistorului la temperatura T_0, iar v_o — tensiunea de ieșire la aceeași temperatură*. Aceste relații se obțin impunînd condiția de anulare a derivatei a doua a dependenței dv_o/dt la temperatura T_0.

Cu circuitul din figura 3.254, datorită faptului că **tensiunea de alimentare a punții neechilibrate este dependentă de tensiunea de ieșire,** se obține un răspuns liniar

$$v_o = \frac{KV_R}{4}\delta \tag{3.308}$$

dacă se realizează condiția

$$K\beta = 2. \tag{3.309}$$

Liniarizarea răspunsului unei punți neechilibrate se poate realiza și prin **utilizarea unui multiplicator.** Multiplicatorul $AD534$, [F8], are o caracteristică de transfer de forma

$$v_o = A\left[\frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{[10\ \text{V}]} - (Z_1 - Z_2)\right] \tag{3.310}$$

în care A are o valoare mare (tipic 70 dB).

Prin utilizarea circuitului din figura 3.255 se obține un răspuns liniar

$$v_o = \frac{KE}{4}\delta, \tag{3.311}$$

dacă se realizează condiția

$$\beta KE = 20\ \text{V}. \tag{3.312}$$

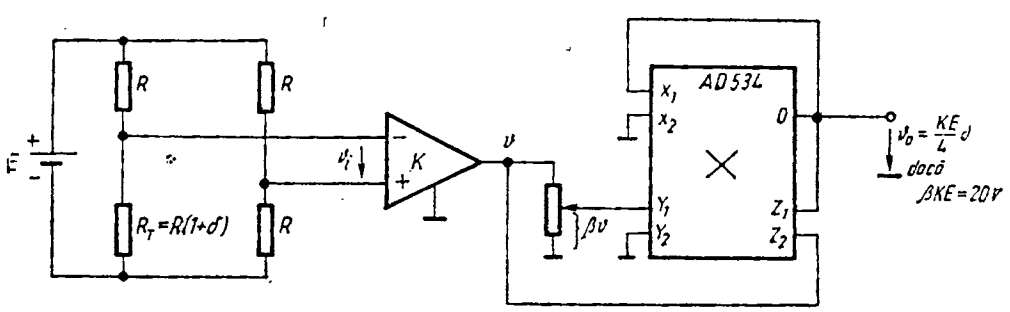


Fig. 3.255. Liniarizarea răspunsului unei punți neechilibrate prin utilizarea unui multiplicator.

* Rezistența termistorului este dată de relația $R_T = R_\infty e^{B/T}$ iar coeficientul de temperatură, la o temperatură T, de relația $\alpha_T = -B/T^2$ (v. § 2.6.2).

4

SISTEME DE ACHIZIȚIE ȘI PRELUCRARE A DATELOR

4.1. PROBLEME GENERALE ALE ACHIZIȚIEI DE DATE

Sistemele de achiziții de date (*SAD*) *sînt circuite complexe, care au rolul de a realiza conversia A/D a unuia sau mai multor semnale analogice, în scopul memorării temporare, a transmiterii, prelucrării și vizualizării informației achiziționate.* Avînd în vedere aceste funcții, utilizarea *SAD* s-a impus și în cadrul *AEMC*, mai cu seamă în situațiile în care este necesară prelucrarea numerică a semnalelor furnizate de mai multe traductoare. În ultimii ani această utilizare cunoaște o extindere continuă, ca urmare a realizării de *SAD* în tehnologie monolitică, cu o complexitate crescîndă și performanțe tot mai bune, la un preț de cost sensibil scăzător.

● Elementul esențial al oricărui *SAD* este **convertorul** *A/D* (unul sau mai multe), în jurul căruia sînt grupate, conform mai multor configurații posibile, în funcție de tipul aplicației, circuite de prelucrare analogică a semnalului. Configurația și tipurile de circuite utilizate într-un *SAD* sînt dependente de o serie de factori:

— rezoluția și precizia cu care este necesar a fi efectuată conversia *A/D*;
— numărul de canale analogice investigate;
— frecvența de eșantionare pe fiecare canal;
— capacitatea sistemului de prelucrare în timp real a datelor;
— necesitatea condiționării semnalului analogic de intrare;
— costul.

Convertoarele *A/D* integrate actuale oferă *rezoluții* 8, 10, 12 sau chiar 16 biți, iar cele hibride ajung la 13, 14 biți. Se garantează în mod curent, de către producători, *precizii de neliniaritate* de $\pm 1/2$ din bitul de semnificație minimă *LSB*.

● Conversia propriu-zisă este precedată, de regulă, de eșantionarea și memorarea temporară a valorilor eșantioanelor prelevate. *Frecvența de eșantionare* se stabilește funcție de spectrul de frecvențe al semnalelor de intrare, de viteza convertoarelor *A/D* și de precizia impusă procesului de prelucrare. O frecvență de eșantionare egală cu dublul frecvenței maxime din spectrul semnalului prelucrat este suficientă în cazul în care interesează parametrii statistici ai acestui semnal. Dacă este necesar ca eșantioanele prelevate să reprezinte cu precizie suficientă semnalul continuu de la intrare, fără a mai calcula alte valori intermediare eșantioanelor inițiale, frecvența de eșantionare trebuie să fie de cel puțin 8—10 ori mai mare decît frecvența celei mai înalte armonici. Evident, perioada de eșantionare nu poate fi mai mică decît timpul de conversie care, la convertoarele *A/D* curente, este de

cca 15 μs, ajungîndu-se în unele cazuri la 4 μs sau 1 μs. Eroarea finală a prelucrării cumulează componente datorate atît eșantionării, cît și cuantizării.

• În cazul în care datele achiziționate sînt prelucrate înainte de a fi transmise, performanțele și structura *SAD* sînt influențate de *capacitatea de prelucrare în timp real a procesorului*. Performanțele sistemului rezultă ca urmare a unui compromis între banda de frecvențe a semnalelor de intrare și complexitatea algoritmilor de prelucrare în timp real care pot fi implementați utilizînd procesorul sistemului. În cazul creșterii benzii de frecvențe a semnalelor, precum și a volumului de calcule de efectuat, se impune alegerea unor procesoare mai rapide (de tipul bit-slice) sau a unor structuri multiprocesor, utilizarea unor dispozitive aritmetice rapide etc.

• Caracteristicile semnalelor de intrare influențează, de asemenea, structura *SAD* prin *tehnicile speciale de condiționare aplicate semnalului înainte de eșantionare*: amplificarea cu cîștig programabil, comutarea automată a intervalelor de măsurare, compresia logaritmică, filtrarea semnalelor de intrare.

• **Tipuri de SAD. Din punctul de vedere al condițiilor de mediu** în care sînt amplasate, *SAD* pot fi clasificate în următoarele categorii:

— *sisteme care funcționează în medii favorabile* (într-un laborator cu profil electric, spre exemplu);

— *SAD destinate a fi utilizate în condiții grele de lucru* (în echipamente militare, instalații telecomandate, în echipamente pentru comanda proceselor industriale etc.). Această categorie de sisteme necesită circuite capabile, să lucreze într-un domeniu larg de temperaturi, care să fie riguros ecranate și a căror concepție să asigure eliminarea erorilor de mod comun. Se impune, totodată, utilizarea de circuite redundante atunci cînd instalațiile prezintă o importanță vitală.

În cazul sistemelor de laborator, domeniul de temperaturi este mult mai îngust, iar cerințele privind protecția la perturbațiile electrice din mediul învecinat sînt mult mai reduse; se impune, în schimb, o mai mare precizie, precum și un raport semnal/zgomot mai bun.

Sistemele de achiziții de date pot fi, **în funcție de numărul canalelor analogice monitorizate**, *cu unul* sau *cu mai multe canale*.

SAD cu un singur canal se pot regăsi în una dintre următoarele variante de structură:

— varianta care include numai circuite pentru conversia directă a semnalului analogic;

— varianta ce conține un preamplificator urmat de circuite de conversie;

— varianta în care preamplificatorul este urmat de un circuit de eșantionare și memorare (*S/H*) și apoi de circuitele pentru conversia analog-digital;

— varianta cea mai complexă, care include după preamplificator circuite de condiționare a semnalului, urmate în continuare de celelalte elemente care figurează în una dintre variantele menționate mai sus.

După configurația adoptată, *SAD* **multicanal** se clasifică, la rîndul lor, în următoarele categorii

— *cu multiplexarea ieșirilor unor convertoare A/D, fiecare convertor corespunzînd unui singur canal*;

— *cu multiplexarea ieșirilor circuitelor de eșantionare și memorare S/H*;

— *cu multiplexarea intrărilor circuitelor de eșantionare și memorare S/H*;

— *sisteme de achiziții destinate multiplexării semnalelor de nivel scăzut.*

4.2. *SAD* CU UN SINGUR CANAL

4.2.1. SISTEME DE ACHIZIȚIE UTILIZÎND CONVERSIA DIRECTĂ

Această variantă, cea mai simplă, conține un singur convertor A/D, care execută conversia mărimii de intrare cu o frecvență determinată de necesitățile instalației în care este inclus.

● **Schema bloc** a sistemului este reprezentată în figura 4.1. Cuvîntul de la ieșirea convertorului A/D este memorat temporar într-un registru tampon, în vederea transmiterii lui la un calculator (direct sau prin intermediul unui canal de comunicație). Acest cuvînt cuprinde rezultatul conversiei (în reprezentare binară), un bit de polaritate, precum și un bit pentru indicarea depășirii intervalului de măsurare. Sistemul poate fi prevăzut cu un dispozitiv de comandă locală, care primind de la convertor informația de stare ce indică sfîrșitul procesului de conversie, generează semnalul de start al procesului de conversie următor. Rolul dispozitivului de comandă poate fi preluat de sistemul central de prelucrare a datelor, semnalele de stare — respectiv declanșare — a convertorului fiind vehiculate prin intermediul registrului tampon.

Pentru tensiuni continue sau de joasă frecvență, care necesită o rată scăzută de conversie, **convertorul** A/D utilizat poate fi de tipul *cu dublă integrare*, deoarece acesta asigură, prin însăși principiul de funcționare, rejecția perturbațiilor de mod serie. Cele mai utilizate sînt, însă, convertoarele A/D *cu aproximare succesivă*, care prezintă o rezoluție bună și o viteză ridicată la un cost acceptabil.

● **Limitările în ce privește frecvența maximă din spectrul semnalului de intrare,** în cazul sistemelor cu conversie directă, rezultă pe baza următorului raționament.

Dacă se utilizează un convertor A/D *de tipul cu aproximare succesivă*, variația semnalului de intrare $v_x(t)$, pe durata unui timp de conversie, nu trebuie să depășească 1 *LSB*, pentru a evita apariția unor erori grosolane. Această condiție este satisfăcută acoperitor, dacă se respectă inegalitatea

$$\left.\frac{dv_x(t)}{dt}\right|_{max} \leqslant 2^{-N}\frac{V_{FS}}{T_c}, \tag{4.1}$$

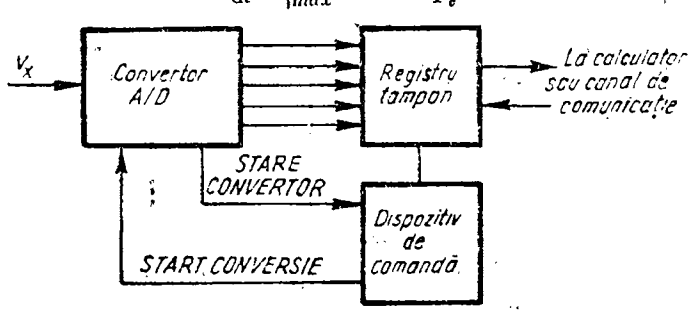


Fig. 4.1. Sistem de achiziție cu conversie directă.

unde N reprezintă numărul de ranguri binare al convertorului, V_{FS} este diapazonul de intrare, iar T_c — timpul de conversie. În cazul semnalelor sinusoidale,

$$v_x(t) = V_m \sin \omega t, \tag{4.2}$$

viteza maximă de variație rezultă egală cu

$$\left.\frac{dv_x(t)}{dt}\right|_{max} = \omega V_m$$

și inegalitatea (4.1) capătă forma particulară:

$$\omega V_m \leqslant 2^{-N} \frac{V_{FS}}{T_e}. \tag{4.3}$$

Deoarece, considerînd sinusoidele de aceeași frecvență, panta maximă corespunde amplitudinii maxime, în cazul de față $V_m = V_{FS}$; frecvența maximă a semnalului sinusoidal de la intrare, pentru care este satisfăcută inegalitatea (4.1), se obține conform expresiei (v. rel. 4.3):

$$f_{max} \leqslant \frac{2^{-(N+1)}}{\pi T_e}. \tag{4.4}$$

De exemplu, pentru un timp de conversie de 50 μs și o rezoluție de 8 biți, rezultă $f_{max} = 12$ Hz.

În figura 4.2 este ilustrat procesul de apariție a erorilor la conversia unei tensiuni liniar-variabile care se modifică cu $2\frac{1}{2}$ *LSB* pe durata unui interval T_c, utilizînd un convertor cu 8 biți. Se observă că deși pe durata celor două procese de conversie tensiunea v_x a variat de la 124/256 la 129/256 din valoarea maximă $V_{c\,max}$ a tensiunii de comparare, rezultatul măsurării este același în ambele cazuri, egal cu 127/256 $V_{c\,max}$.

● **Sistemele cu conversie directă** se utilizează atunci cînd semnalul analogic ar trebui transmis printr-un mediu cu perturbații puternice. Amplasînd sistemul direct lîngă sursa de semnal, informația va fi transmisă sub formă numerică și în consecință va fi în mai mică măsură afectată de perturbații.

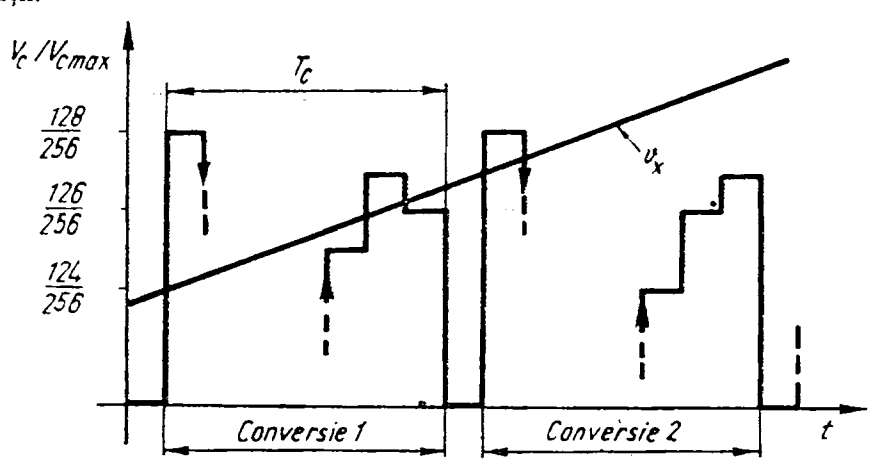


Fig. 4.2. Procesul de apariție al erorilor la conversia unei tensiuni liniar variabile.

Considerînd, spre exemplu, cazul unui convertor *A/D* cu 8 biți și $V_{FS} = 10$ V, o perturbație suprapusă peste semnalul util și a cărei valoare depășește $V_{FS}/256 = 40$ mV va determina în urma conversiei *A/D* un rezultat eronat. În același timp, imunitatea la zgomote a unui circuit *TTL* standard este de 1,2 V (2 — 0,8 V), deci mult mai bună.

4.2.2. SISTEME CU PREAMPLIFICARE ŞI CONVERSIE DIRECTĂ

Există o serie de motive care impun o preamplificare a semnalului analogic înainte de a fi convertit sub formă numerică (fig. 4.3).

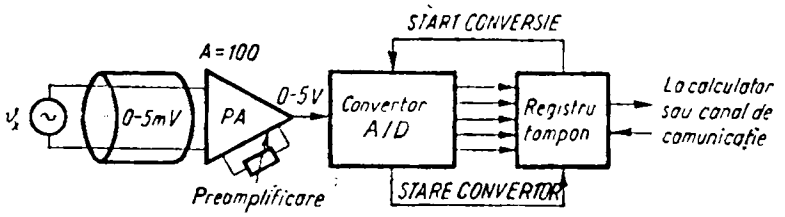


Fig. 4.3. Sistem de achiziţie cu preamplificare şi conversie directă.

Convertoarele A/D utilizate în SAD, mai cu seamă cele integrate, au valori standardizate pentru gama de valori a tensiunii de intrare (5 sau 10 V). În consecinţă, apare în mod frecvent necesitatea de a mări sau micşora plaja de variaţie a semnalului prelucrat, pentru a utiliza eficient rezoluţia convertorului. Dacă semnalul are deja o mărime corespunzătoare, scalarea se poate realiza simplu cu ajutorul unui *amplificator operaţional* conectat într-o schemă de amplificare.

În situaţia în care semnalul este prelevat din afara sistemului şi este foarte mic, de ordinul milivolţilor, sau dacă prezintă o componentă de mod comun apreciabilă, este necesară utilizarea unui *amplificator diferenţial instrumental.* Parametrii acestui circuit, în ceea ce priveşte amplificarea, banda de trecere, factorul de rejecţie a semnalului de mod comun şi impedanţa de intrare se stabilesc în funcţie de caracteristicile sursei de semnal şi avîndu-se în vedere factorul cost.

În fine, dacă sistemul de achiziţii trebuie separat galvanic faţă de sursa de semnal, se impune utilizarea unui *amplificator de izolare cu cuplaj prin transformator sau cu elemente cuplate optic.* Separarea galvanică este esenţială în anumite tipuri de aplicaţii, cum ar fi, de exemplu, aparatura medicală; ea se impune, însă, şi atunci cînd bornele sursei de semnal se găsesc la o diferenţă mare de potenţial faţă de pămînt sau în prezenţa unor tensiuni perturbatoare de mod comun de valoare însemnată.

4.2.3. SISTEME UTILIZÎND CIRCUITE DE EŞANTIONARE ŞI MEMORARE *S/H*

Creşterea vitezei de variaţie a semnalului supus conversiei A/D, fără diminuarea preciziei, poate fi realizată prin introducerea unui circuit S/H la intrarea convertorului A/D (fig. 4.4).

● **Prineipiul de funcţionare.** Între două conversii succesive, circuitul de eşantionare şi memorare urmăreşte variaţiile semnalului de intrare. Înainte de iniţierea conversiei, circuitul S/H este trecut în starea de memorare, furnizînd la ieşire valoarea momentană a semnalului de intrare, corespunzătoare sfîrşitului etapei de urmărire. Starea de memorare se menţine pe întreaga durată a procesului de conversie.

Din cele de mai sus rezultă că în prezența circuitului S/H precizia convertorului A/D nu este afectată, indiferent de rapiditatea cu care se modifică semnalul de intrare.

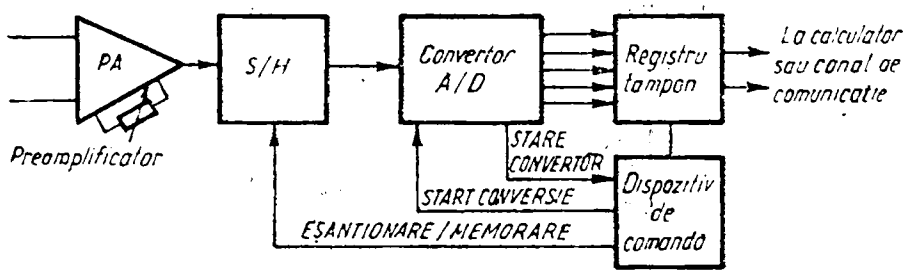


Fig. 4.4. Sistem de achiziție care utilizează un circuit de eșantionare și memorare.

● În figura 4.5 este reluată situația ilustrată în figura 4.2, pentru cazul unui SAD **cu un circuit** S/H **la intrarea convertorului** A/D **cu aproximare succesivă.** Codul numeric obținut va corespunde, în limitele preciziei convertorului, valorii momentane a semnalului de intrare la încheierea fiecărei

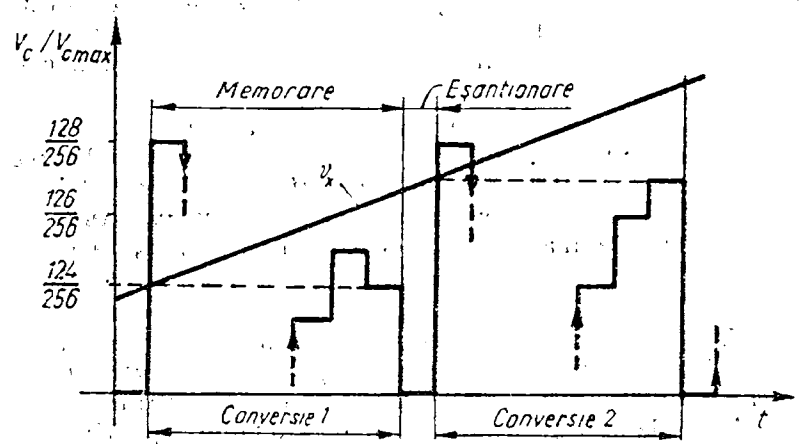


Fig. 4.5. Procesul de conversie al unei tensiuni liniar variabile în cazul unui sistem de achiziție prevăzut cu circuit de eșantionare și memorare.

etape de eșantionare, respectiv de inițiere a procesului de conversie (124/256 $V_{c\,max}$ și 127/256 $V_{c\,max}$). Deoarece circuitul de eșantionare și memorare are un factor de amplificare unitar, este necesară preamplificarea semnalului analogic, în scopul adaptării limitelor de variație ale acestuia la gama de valori ale tensiunii de la intrarea convertorului A/D. Preamplificarea asigură și o reducere a erorilor relative de eșantionare și cuantizare, deoarece erorile absolute, constante, vor fi raportate acum la valori ale semnalului prelucrat mărite, ca urmare a preamplificării.

○ **Notă.** Circuitele de eșantionare și memorare se justifică a fi utilizate și cu alte tipuri de convertoare decît cele cu aproximare succesivă, pentru stabilirea cu precizie a momentelor la care au fost prelevate eșantioanele. În multe aplicații, această precizare se impune cu necesitate (spre exemplu în cazul în care este refăcut prin calcul semnalul analogic continual, pe baza valorilor eșantioanelor rezultate în urma conversiei).

4.3. SISTEME DE ACHIZIȚIE MULTICANAL

În sistemele de achiziție multicanal, unele elemente ale sistemului sînt distribuite între două sau mai multe surse de semnal analogic. Există mai multe variante de realizare a acestei distribuții, în funcție de caracteristicile specifice impuse. Pe măsură ce crește numărul componentelor sistemului distribuite între diferitele surse de semnal, în aceeași măsură schema se simplifică și sînt diminuate performanțele funcționale.

4.3.1. SISTEME DE ACHIZIȚIE CU MULTIPLEXAREA IEȘIRILOR CONVERTOARELOR CU UN SINGUR CANAL

● Soluția imediată pentru un *SAD* multicanal constă în **utilizarea unui singur convertor** *A/D*, la intrarea căruia sînt multiplexate semnalele analogice ce urmează a fi convertite.

● Scăderea accentuată, în ultima vreme, a costului convertoarelor *A/D*, impune din ce în ce mai mult varianta în care se utilizează **cîte un convertor** *A/D* **pentru fiecare sursă de semnal.** Schema unui asemenea *SAD* este reprezentată în figura 4.6. Pe fiecare canal au fost prevăzute, înaintea convertoarelor *A/D*, circuite de preamplificare (*PA*) și de condiționare a semnalului (*CC*), precum și un circuit *S/H*. Datele rezultate în urma conversiei sînt supuse unor operații de prelucrare locală, cu ajutorul blocului procesor aferent fiecărui canal, înainte de a fi multiplexate numeric și transmise în canalul de comunicație. Registrele tampon înmagazinează temporar informația ce urmează a fi transmisă.

Sistemele de achiziție cu conversie paralel prezintă o serie de avantaje față de sistemele cu multiplexare analogică. În primul rînd, pot fi utilizate

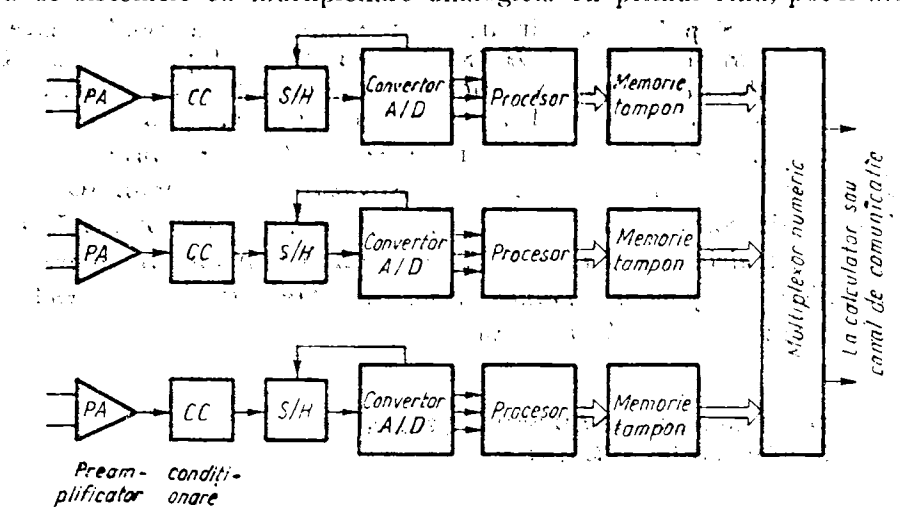


Fig. 4.6. Sistem de achiziție cu multiplexarea ieșirilor convertoarelor cu un singur canal.

convertoare *A/D* relativ lente și deci ieftine, chiar dacă este necesar să se obțină o viteză mare de achiziție a datelor. Sistemele cu conversie paralel se dovedesc deosebit de avantajoase în cazul unor aplicații industriale, în care traductoarele sînt răspîndite pe o suprafață mare. Prin conversia locală și

transmiterea rezultatelor sub formă numerică, se asigură o bună imunitate la perturbații. Se mai adaugă la aceasta posibilitatea unei separări galvanice ușoare a sursei de semnal împreună cu convertorul A/D aferent, față de restul sistemului.

SAD multicanal cu conversie paralel sînt avantajoase și ca urmare a faptului că putînd include pe fiecare canal cîte un bloc procesor local, există posibilitatea operării asupra datelor numerice ce urmează a fi multiplexate, stabilind cînd și care dintre datele existente la un moment dat să fie transmise spre calculatorul central. Această facilitate nu există în cazul sistemelor cu multiplexare analogică, deoarece calculatorul nu poate lua decizii pînă cînd nu a recepționat datele transmise, ori atunci deciziile sînt tardive, datele fiind vehiculate deja în întregime prin canalul de comunicație. Problema evitării transmiterii datelor redundante sau de mai mică importanță este deosebit de acută în cazul în care canalul de transmisie este foarte aglomerat (spre exemplu, în situația în care se transmit pe pămînt datele achiziționate de un vehicul lunar).

O **configurație tipică pentru un sistem de achiziții, avînd convertoarele amplasate direct lîngă sursele de semnal**, este reprezentată în figura 4.7.

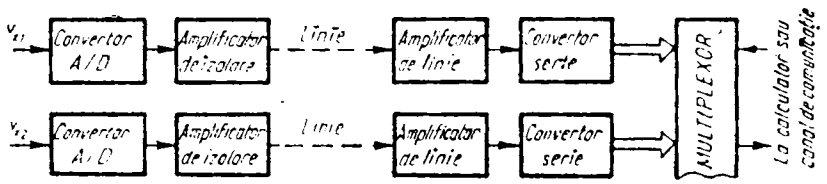


Fig. 4.7. Sistem de achiziție de date avînd convertoarele amplasate direct lîngă sursele analogice de semnal.

Pe fiecare canal pot exista circuite de preamplificare și condiționare a semnalului, precum și circuite *S/H* (nereprezentate în figură). Totodată, unul sau mai multe canale pot avea fiecare un anumit număr de subcanale multiplexate secvențial, în special dacă acestea prelucrează semnale cu caracteristici similare. Dat fiind distanța mare pe care trebuie transmise datele la capătul fiecărei linii de transmisie este prevăzut cîte un amplificator de linie. Înainte de multiplexare, informația serie-paralel recepționată este convertită în paralel-serie. La fel ca și în cazul sistemului din figura 4.6, există posibilitatea separării galvanice ușoare a sistemului față de sursele de semnal și de convertoarele A/D aferente.

4.3.2. SISTEME DE ACHIZIȚIE CU MULTIPLEXAREA IEȘIRILOR CIRCUITELOR *S/H*

Există numeroase aplicații, cum sînt cele din domeniul cercetărilor seismografice, a măsurărilor din tuneluri aerodinamice, în care datele trebuie achiziționate simultan din toate punctele de măsurare și într-un timp relativ scurt.

● **Schema de** *SAD* care corespunde cel mai bine cerințelor menționate mai sus este reprezentată în figura 4.8.

Sursele de semnal analogic sînt conectate la cîte un circuit *S/H*. Comanda pentru trecerea în starea de memorare este dată simultan pentru toate circuitele *S/H*, după care ieşirile acestora sînt multiplexate la intrarea convertorului *A/D*. Multiplexarea se poate face secvenţial sau cu adresare aleatoare.

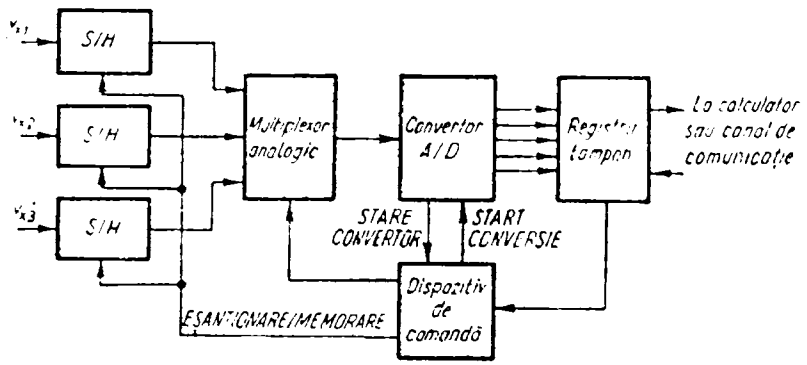


Fig. 4.8. Sistem de achiziţie cu multiplexarea ieşirilor circuitelor de eşantionare şi memorare.

Deoarece timpul de aşteptare în vederea conectării la intrarea convertorului *A/D* poate fi, în funcţie de numărul de canale multiplexate, lung, circuitele de eşantionare şi memorare trebuie să prezinte o rată redusă de alterare a tensiunii memorate.

● În unele sisteme se **utilizează mai multe convertoare** *A/D*, la intrarea fiecărui convertor fiind multiplexate ieşirile unui anumit număr de circuite *S/H* din numărul total de astfel de circuite prevăzute în schemă. Această variantă prezintă o viteză de achiziţie sporită faţă de schema precedentă.

4.3.3. *SAD* CU MULTIPLEXAREA INTRĂRILOR CIRCUITELOR DE EŞANTIONARE ŞI MEMORARE

O schemă de sistem de achiziţie mai simplă decît cea prezentată la punctul precedent este cea cu multiplexarea intrărilor circuitelor de eşantionare şi memorare (fig. 4.9).

Diferitele surse de semnal analogic sînt multiplexate la intrarea circuitului de eşantionare şi memorare, care reţine, de fiecare dată, valoarea unui

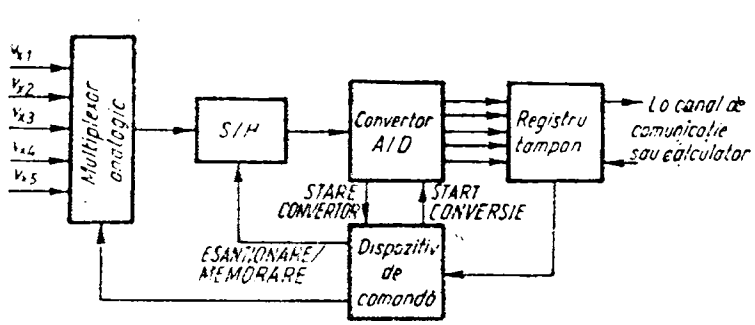


Fig. 4.9. Sistem de achiziţie cu multiplexarea intrărilor circuitelor de eşantionare şi memorare.

eșantion în vederea conversiei. Pentru o utilizare mai eficientă a timpului de achiziție, comutarea la următorul canal are loc pe durata cît circuitul *S/H* al canalului precedent se găsește în stare de memorare și tensiunea sa de ieșire este supusă conversiei. Cînd procesul de conversie este încheiat, circuitul *S/H* este comandat în starea de eșantionare, în vederea preluerării semnalului din canalul următor, deja comutat.

Multiplexarea se poate face secvențial sau aleator. Sistemul este, evident, mai lent decît sistemele precedente, dar și mai ieftin.

4.3.4. SISTEM DE ACHIZIȚIE CU MULTIPLEXAREA SEMNALELOR DE NIVEL SCĂZUT

● **Particularități.** Cea mai simplă schemă de *SAD* dar care, în același timp, oferă performanțele cele mai slabe, este cea cu multiplexarea semnalelor de nivel scăzut, reprezentată în figura 4.10. Simplificarea, comparativ cu schema precedentă, rezidă în aceea că se utilizează aici un singur amplificator instrumental în loc de a folosi cîte unul pentru fiecare sursă de semnal. Adesea, în scopul unei utilizări cît mai eficiente a rezoluției convertorului *A/D*, amplificatorul instrumental este cu cîștig programabil. Valoarea amplificării se stabilește astfel încît nivelul maxim al semnalului la intrarea convertorului *A/D*, pentru oricare sursă de semnal comutată, să fie apropiat de limita superioară a domeniului de intrare a convertorului. Se pot obține prin acest procedeu biți semnificativi suplimentari (spre exemplu, un sistem realizat cu un convertor *A/D* cu 12 biți și un amplificator instrumental prevăzut cu 32 de valori la care poate fi programată amplificarea, este echivalent — din punctul de vedere al preciziei — cu un *SAD* utilizînd un convertor cu 17 biți).

● Sistemul avînd schema din figura 4.10 prezintă o serie de **inconveniente**, determinate de multiplexarea unor semnale de nivel scăzut.

Deoarece semnalul transmis de la diferitele surse este analogic și cu valori mici, efectul perturbațiilor este important. Trebuie avute în vedere nu numai perturbațiile proprii fiecărui canal, ci și influența semnalului util și mai ales a perturbațiilor de mod comun dintr-un canal asupra canalelor învecinate. Se impune, în consecință, ecranarea individuală a conductoarelor aferente

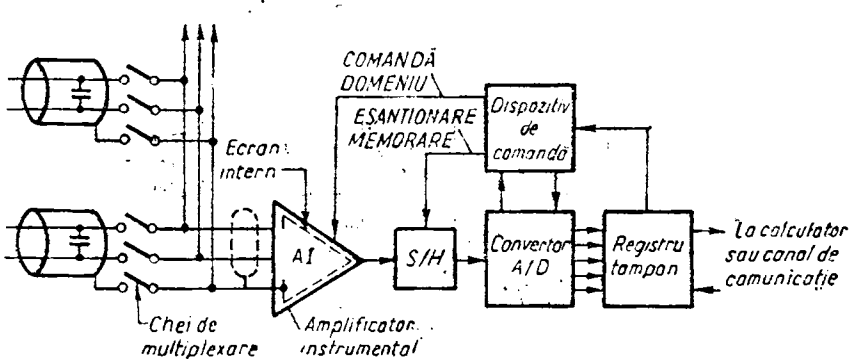


Fig. 4.10. Sistem de achiziție cu multiplexarea semnalelor de nivel scăzut.

fiecărui canal, precum și intercalarea de filtre, în scopul diminuării tensiunilor perturbatoare. Utilizarea filtrelor, care prin constantele de timp pe care le introduc întîrzie stabilizarea semnalului de măsurat la valoarea finală, este posibilă avînd în vedere că aceste sisteme de achiziții se utilizează numai în aplicații lente.

4.4. SISTEME INTEGRATE DE ACHIZIȚIE A DATELOR

Progresele în domeniul tehnologiei integrării monolitice fac posibilă în prezent realizarea de sisteme complexe de achiziție a datelor, în una sau cel mult două capsule de circuite integrate. Schema bloc simplificată a unui astfel de **sistem, care asigură multiplexarea a 16 canale și conversia *A/D* cu o rezoluție de 12 biți,** este prezentată în figura 4.11.

● **Sistemul constă din** două blocuri funcționale realizate în capsule distincte : *un bloc de intrare analogică* și *un convertor analog-digital.*

Secțiunea de intrare analogică conține două circuite de multiplexare cu cîte opt canale fiecare, un amplificator diferențial, un circuit de eșantionare și memorare și un registru pentru adresa canalului selectat, împreună cu logica de comandă aferentă.

Multiplexoarele pot asigura conectarea la intrarea amplificatorului diferențial fie a opt canale diferențiale, fie a 16 canale raportate față de masă.

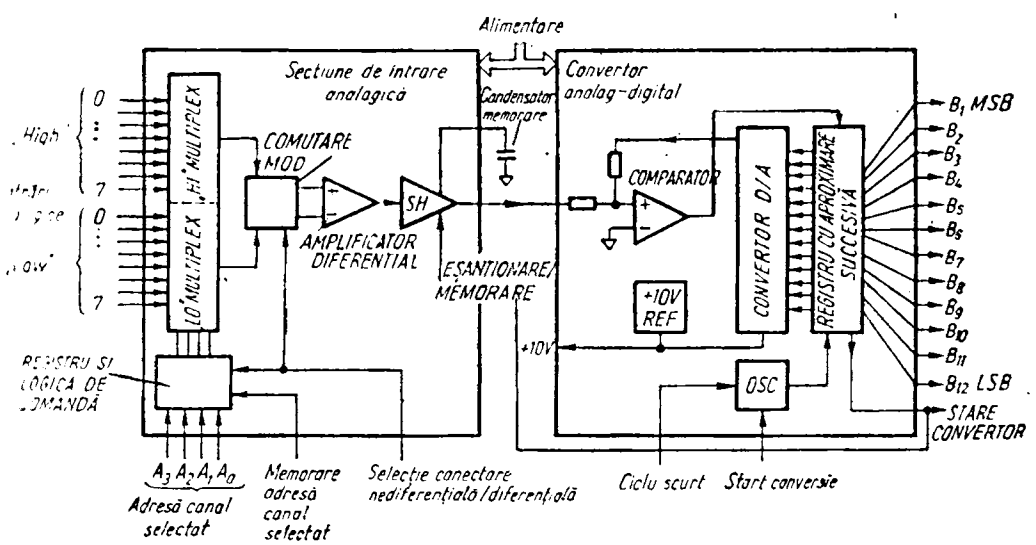


Fig. 4.11. Sistem de achiziție de date realizat pe cale integrată.

Trecerea de la un regim de multiplexare la celălalt se face prin intermediul unui comutator analogic intern (*COMUTATOR DE MOD*), comandat cu semnal logic. Această facilitate permite ca în timpul funcționării sistemului unele canale să fie conectate diferențial, iar altele nediferențial, funcție de necesități, prin comanda dinamică a comutatorului de mod.

Adresa canalului selectat este aplicată circuitului de multiplexare prin intermediul unui registru memorie. Pe durata cît semnalul de comandă existent la intrarea de memorare a adresei canalului selectat are valoarea logică 1, conținutul acestui registru urmărește codul adresă aplicat la intrarea sa. Acest cod poate fi păstrat în registrul memorie, stabilind nivelul semnalului de comandă la valoarea logică **0**. Sincronizarea comutării de la un canal la celălalt, cu modificarea modului de conectare diferențial/nediferențial, este asigurată de o logică de comandă.

Circuitul de eșantionare și memorare prezintă particularitatea că necesită conectarea din exterior a condensatorului de memorare. Această posibilitate facilitează utilizatorului stabilirea unui compromis optim viteză/precizie, funcție de natura aplicației: o capacitate mai mică va determina un timp de achiziție mai redus și creșterea vitezei de alterare, în timp ce o capacitate mai mare are drept urmare creșterea timpului de achiziție și îmbunătățirea preciziei.

Comanda trecerii din starea de eșantionare în starea de memorare și invers se realizează, în mod obișnuit, cu semnalul *STARE* furnizat de convertorul *A/D*. În intervalele dintre procesele de conversie, nivelul logic **0** al acestui semnal determină starea de eșantionare pentru circuitul *S/H*, în timp ce pe durata efectuării unei conversii este comandată starea de memorare. Dacă semnalele de intrare se modifică destul de lent în timp, pentru ca variațiile acestora să nu genereze erori în procesul de conversie *A/D*, circuitul *S/H* va fi în permanență menținut în starea de eșantionare, prin conectarea la masă (**0** logic) a intrării *EȘANTIONARE/MEMORARE*. Se obține astfel o viteză sporită de achiziție a datelor.

Convertorul *A/D* este de tipul cu aproximare succesivă și include elementele caracteristice acestui tip de circuit: un convertor *A/D*, un registru cu aproximații succesive și un comparator. Sursa de referință și oscilatorul pentru impulsurile de tact, care modifică conținutul registrului cu aproximare succesivă, sînt integrate pe același circuit. Convertorul este prevăzut cu o intrare de comandă, denumită *CICLU SCURT*. Aceasta permite încheierea procesului de conversie după obținerea unui număr de biți pentru rezultat mai mic decît 12. În acest scop, ieșirea corespunzătoare celui mai puțin semnificativ bit al rezultatului scurtat se conectează la intrarea *CICLU SCURT*. Reducerea preciziei pe seama micșorării corespunzătoare a timpului de conversie, așa cum s-a arătat mai sus, se poate dovedi extrem de utilă în anumite aplicații.

● **Dintre parametrii caracteristici ai sistemului** se menționează următorii:

— *pentru secțiunea analogică*: intervalul de măsurare selectabil la valorile $\pm 2{,}5$ V, ± 5 V, ± 10 V sau 0—5 V, 0—10 V, impedanța de intrare 10^{10} Ω, timpul de achiziție al circuitului *S/H* 18 μs, viteza de alterare 1 mV/ms;

— *pentru convertorul A/D*: timpul de conversie 25 μs, eroarea de liniaritate, respectiv eroarea diferențială de liniaritate, $\pm 1/2$ *LSB*, precizia relativă $\pm 0{,}025\%$ V_{FS}. Rezultatul poate fi obținut în cod binar pentru tensiuni cu o singură polaritate, respectiv în codul binar deplasat sau în complement față de 2 în cazul unor semnale de intrare cu valori atît pozitive, cît și negative. Concepția sistemului facilitează interconectarea ușoară cu microprocesoarele uzuale.

4.5. INTERFAȚAREA SISTEMELOR DE ACHIZIȚIE DE DATE

Structura circuitelor de interconectare a sistemelor de achiziție cu calculatorul este dependentă de modul în care sînt transmise datele rezultate în urma conversiei ; *serie*, respectiv *paralel*. Transmisia serie este necesară atunci cînd distanța dintre sistemul de achiziție și calculator este mai mare de cîțiva metri și/sau datele trebuie transmise printr-un mediu puternic perturbant din punct de vedere electric. În toate celelalte situații este de preferat transmisia paralel, datorită vitezei sporite de vehiculare a informației și a unor circuite de interfață, în general, mai simple.

Pentru clarificarea chestiunilor privind transmisia serie, este prezentată în continuare o unitate serie de schimb de date, cunoscută în literatură [D9], urmînd ca problema interconectării cu transmisia în paralel a informației, specifică clasei mai largi a sistemelor numerice de măsurat, să fie abordată în capitolul 5.

4.5.1. UNITATEA SERDEX DE SCHIMB SERIE DE DATE

Componentele unității *SERDEX* (*SER*ial Data *EX*change) sînt blocuri flexibile care pot fi utilizate în sistemele de achiziție și distribuție de date, în scopul interconectării acestora cu sisteme de calcul sau terminale la distanță, comandate de un operator uman. Datele sînt transmise serie, printr-o singură pereche de fire, după ce au fost codificate în codul *ASCII*. Distanța maximă dintre sistemele interconectate nu poate depăși 3 km.

Principalele componente ale unității SERDEX, descrise în cele ce urmează, sînt *un bloc transmițător STX* și *un bloc multiplexor STX*. Se menționează că unitatea mai conține *un receptor MRX*, utilizabil în sistemele de distribuție de date. Sistemele de distribuție de date, neabordate în prezenta lucrare, realizează conversia *D/A* a unor date numerice, precum și distribuția acestei informații — înainte sau după procesul de conversie — la mai multe puncte de utilizare.

Blocul transmițător poate suplini registrul tampon și dispozitivul local de comandă prezente într-un *SAD*, realizînd transmiterea semnalelor de comandă de la calculatorul central la elementele sistemului (preamplificator cu cîștig programabil, circuit *S/H*, convertor *A/D*), respectiv transmisia spre calculator a rezultatului conversiei. Multiplexorul *SMX* facilitează conectarea secvențială, printr-o singură pereche de conductoare fizice, a mai multor blocuri transmițătoare și receptoare (cel mult opt blocuri).

Principial, **componentele sistemului SERDEX pot fi interconectate cu orice dispozitiv cu ieșire serie asincronă, prin includerea într-o buclă de curent constant**, ca în figura 4.12. Pentru precizarea ideilor, s-a avut în vedere *cazul simplu de interconectare a unei mașini de scris de tipul teletype cu un bloc transmițător STX*. Mașina de scris are aici rolul de terminal, prin intermediul căruia operatorul transmite comenzi către sistemul de achiziție, după care recepționează și tipărește rezultatele obținute prin conversie.

Pentru oricare dintre echipamentele conectate în circuitul de curent constant (într-un caz general putînd fi conectate mai mult de două echipamente), procesul de transmitere, respectiv de recepție a datelor decurge în mod asemănător. Informația este vehiculată sub formă de caractere, fiecare caracter constînd dintr-un bit de *START*, urmat de 8 biți (*LSB* primul) în format fără revenire la zero, și doi biți de *STOP* (fig. 4.13). Bitul *START*

este transmis prin întreruperea curentului în buclă de către comutatorul K a dispozitivului emițător. Sistarea curentului este sesizată de dispozitivul receptor prin lipsa căderii de tensiune la bornele rezistenței R. La apariția unui bit de *START* este activată logica de sincronizare a dispozitivului

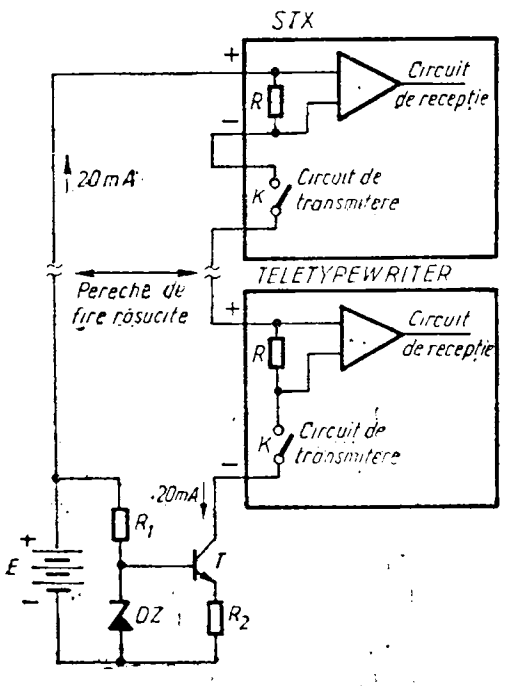
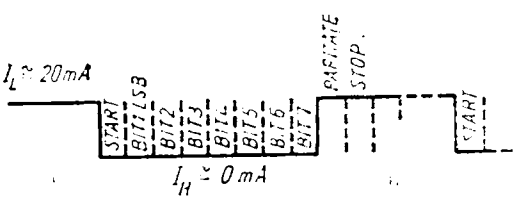


Fig. 4.12. Schema de interconectare a unui transmițător STX cu o mașină de scris de tipul teletyp.

Fig. 4.13. Structura unui caracter.



receptor, care asigură eșantionarea la jumătate a secvenței de intervale-bit care urmează, până când este epuizat întreg caracterul. În funcție de valorile logice recepționate după bitul *START* (*0* și *1*, după cum este sesizată absența, respectiv prezența curentului în circuitul de curent constant) rezultă în conformitate cu codul *ASCII* caracterul transmis. Biții de *STOP* stabilesc curentul constant prin circuit și acesta se menține până la apariția următorului bit de *START*. Deoarece un caracter conține doar 11 biți, iar sincronizarea se stabilește la apariția fiecărui bit de *START*, nu se impun condiții severe circuitelor care asigură eșantionarea la jumătate a intervalului-bit.

Curentul constant prin circuit este furnizat de un generator de curent constant (tranzistorul T, dioda Zener DZ și rezistențele R_1, R_2). Necesitatea menținerii constante a curentului la valoarea $I_L = 20$ mA, indiferent de lungimea conductoarelor de interconectare a echipamentelor, rezultă din condiția ca la bornele rezistențelor R căderea de tensiune să fie egală cu un nivel *TTL* ridicat.

Componentele unității *SERDEX* recunosc numai unele dintre caracterele codului *ASCII*, ignorînd codurile corespunzătoare literelor din alfabet. Lista caracterelor admise, împreună cu secvențele binare aferente, este prezentată în tabelul 4.1. Cel de-al 8-lea bit poate fi utilizat ca bit de paritate.

Tabelul 4.1

Codurile caracterelor recunoscute de unitatea SERDEX

Caracter	Bit 8	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1 (LSB)
0	1	0	1	1	0	0	0	0
1	1	0	1	1	0	0	0	1
2	1	0	1	1	0	0	1	0
3	1	0	1	1	0	0	1	1
4	1	0	1	1	0	1	0	0
5	1	0	1	1	0	1	0	1
6	1	0	1	1	0	1	1	0
7	1	0	1	1	0	1	1	1
8	1	0	1	1	1	0	0	0
9	1	0	1	1	1	0	0	1
!	1	0	1	0	0	0	0	1
$	1	0	1	0	0	1	0	0
%	1	0	1	0	0	1	0	1
'	1	0	1	0	0	1	1	1
/	1	0	1	0	1	1	1	1
=	1	0	1	1	1	1	0	1
?	1	0	1	1	1	1	1	1
.	1	0	1	0	1	0	1	0
#	1	0	1	0	0	0	1	1

● **Blocul transmiţător** *STX*. O schemă bloc mai detaliată a transmiţătorului *STX*, din care rezultă şi modul de interconectare cu convertorul *A/D* dintr-un *SAD*, este prezentată în figura 4.14. Conectarea în bucla de curent

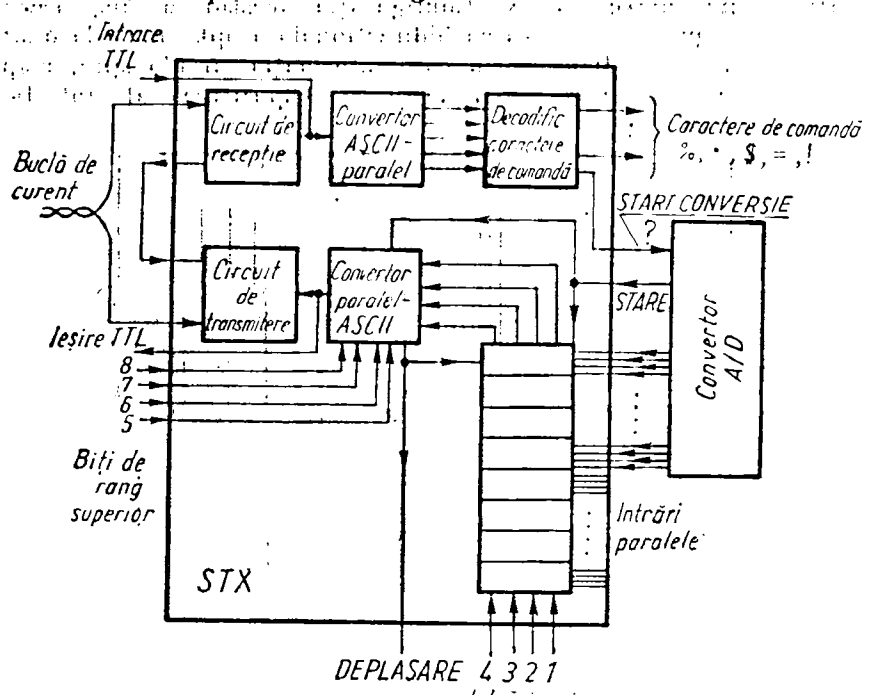


Fig. 4.14. Schema bloc a transmiţătorului *STX*.

constant se realizează prin intermediul circuitelor de recepție respectiv transmitere, cu rolul cunoscut. Aceste circuite asigură, totodată, separarea galvanică a transmițătorului față de conductoarele de transmitere a semnalului.

Caracterele recunoscute *la recepție*: %, ., $, =, !, ?, după ce sînt convertite din codul serie *ASCII* în format paralel, sînt decodificate, determinînd apariția unui „*1*" logic la ieșirile corespunzătoare ale decodificatorului pentru caractere. Deoarece semnalele astfel obținute pot servi pentru comanda elementelor unui *SAD* sau a altor echipamente, caracterele enumerate se numesc caractere de comandă. În cazul schemei de conectare prezentate în figura 4.14, recepționarea unui caracter „?" declanșează procesul de conversie.

În regim de emisie, transmițătorul poate realiza transmiterea tuturor caracterelor cuprinse în cadrul *ASCII*, prin aplicarea combinațiilor de cîte opt biți la intrările convertorului format paralel-cod *ASCII*. Patru dintre biții aferenți unui caracter, cei mai semnificativi, se aplică direct intrărilor convertorului, pe cînd ceilalți patru sînt memorați într-un registru de deplasare. După încheierea operației de conversie a unui caracter, semnalul *DEPLASARE* avansează conținutul registrului, așa încît la intrările convertorului se aplică tetrada corespunzătoare caracterului următor ș.a.m.d. Registrul de deplasare poate memora pînă la opt tetrade, datele respective putînd fi introduse în serie (tetradă după tetradă) sau în paralel.

Blocul *MTX* fiind conceput pentru a fi utilizat în sistemele de achiziție, în registrul de deplasare vor fi păstrate datele rezultate în urma conversiei, în formă zecimală codificată binar. În cazul schemei reprezentate în figura 4.14, încărcarea registrului de deplasare cu aceste date se realizează în paralel, la sfîrșitul procesului de conversie, cînd semnalul *STARE* primește valoarea logică **1**.

● **Blocul multiplexor** *SMX*. Configurația acestui circuit, prezentată în figura 4.15, asigură multiplexarea bidirecțională a opt canale la o singură pereche de conductoare fizice, prin care informația circulă spre, respectiv de la un echipament cu ieșire asincronă serie. Dispozitivele aferente fiecărui

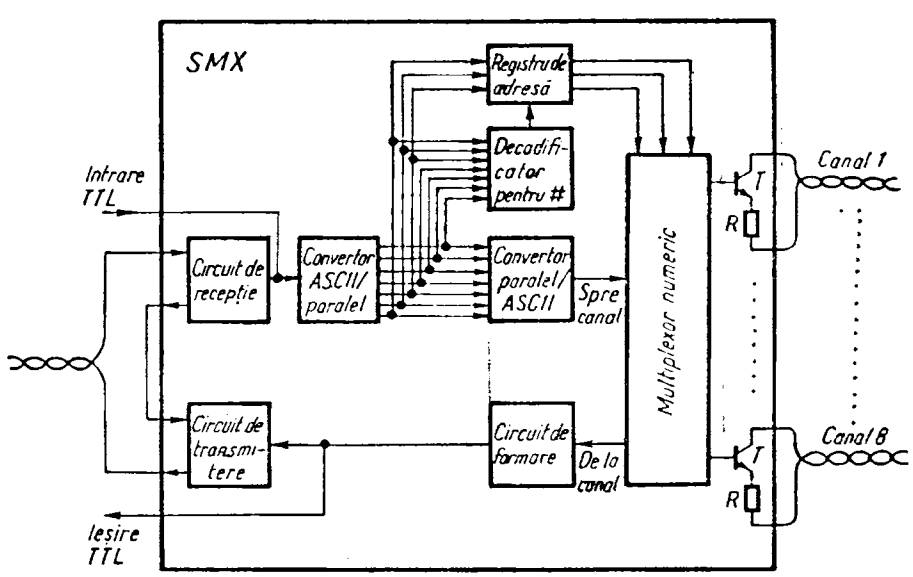


Fig. 4.15. Schema bloc a multiplexorului *SMX*.

canal sînt conectate la intrările multiplexorului *SMX* după principiul buclei de curent constant, iar datele sînt vehiculate sub formă codificată conform codului *ASCII*. În schema din figura 4.15, tranzistoarele *T* și rezistențele *R* îndeplinesc rolul elementelor *K* respectiv *R*, menționate în figura 4.12.

Adresarea unui anumit canal prin intermediul calculatorului sau de la un terminal de tipul teletype necesită transmiterea simbolului # urmat de numărul canalului (una dintre cifrele 0—7). În urma decodificării simbolului #, este generat un semnal care determină înscrierea în registrul de adresă a celor trei biți reprezentînd, codificat binar-zecimal, numărul canalului selectat. Adresa memorată este aplicată, apoi, multiplexorului numeric, care conectează canalul adresat la ieșirea convertorului paralel — *ASCII*, respectiv la intrarea unui circuit de formare și filtrare, în scopul recepției sau al transmiterii de date.

4.5.2. EXEMPLE DE UTILIZARE A BLOCURILOR *STX* și *SMX*

● **O aplicație posibilă a transmițătorului** *STX*, *într-un SAD care permite controlul nivelului unui lichid dintr-un rezervor*, este ilustrată în figura 4.16. Blocul *STX* furnizează, de asemenea, la recepționarea caracterelor de comandă „%" și „!", semnalele pentru inițierea, respectiv oprirea procesului de umplere a rezervorului. Deoarece *STX* ignoră caracterele alfabetului, comunicația dintre operatorul minicalculatorului și sistemul de achiziții se poate desfășura în sistem „conversațional". O secvență dintr-o asemenea „conversație" poate avea următorul conținut:

CARE ESTE NIVELUL LICHIDULUI ÎN CENTIMETRI? 287
CONECTEAZĂ POMPA DE UMPLERE %
CARE ESTE NIVELUL ÎN REZERVOR? 496
? 575
? 681
DECONECTEAZĂ POMPA DE UMPLERE!

Efectul comenzilor de mai sus constă în aceea că după măsurarea și tipărirea nivelului inițial din rezervor ca urmare a recepționării caracterului „?", este conectată pompa de umplere (la recepționarea caracterului „%"), după

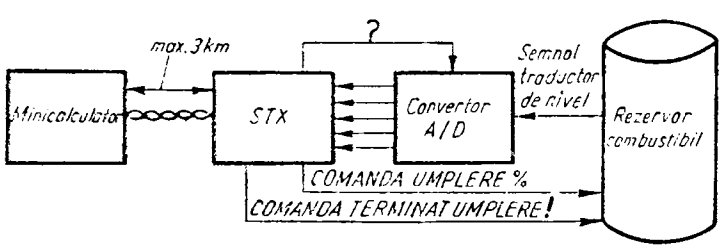


Fig. 4.16. Exemplu de utilizare a transmițătorului *STX* într-un sistem de achiziție de date destinat controlului nivelului lichidului dintr-un rezervor.

care sînt tipărite valorile succesive de nivel. La transmiterea caracterului „!" pompa de umplere este deconectată.

○ **Notă.** Într-o aplicație mai complexă, pot fi utilizate toate cele șase caractere de comandă disponibile la blocul *STX*.

● **Un exemplu de utilizare a multiplexorului** *SMX* este prezentat în figura 4.17. Componentele sistemului *SERDEX* conectate la intrările multiplexorului pot fi apelate de la distanță prin intermediul unei mașini de scris (teletype). Dacă blocurile *STX* aferente canalelor *1*, *2* și *3* servesc la controlul

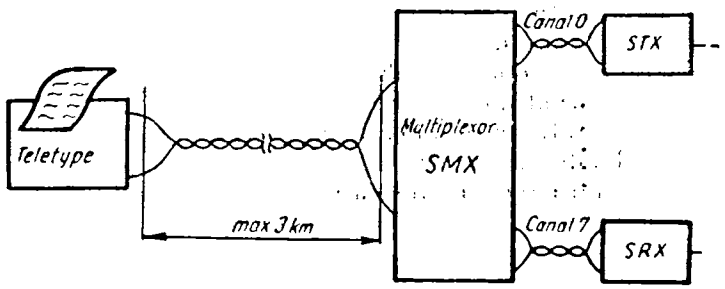


Fig. 4.17. Schema de interconectare a unei mașini de scris, de tipul teletyp, la mai multe componente ale sistemului *SERDEX*, prin intermediul unui multiplexor.

nivelului în trei rezervoare, după o schemă de conectare ca cea prezentată în figura 4.16 comanda pentru tipărirea nivelului în rezervorul *2*, aferent canalului *2*, este de forma :

CARE ESTE NIVELUL ÎN REZERVORUL # 2 ? 516

Caracterele „#2" determină interconectarea cu blocul *STX* corespunzător canalului *2*, după care măsurarea nivelului și tipărirea rezultatului decurg așa cum s-a arătat mai sus.

Este limpede că elaborarea de către operator a comenzilor pentru un sistem de achiziție oricît de complex, în maniera descrisă mai sus, nu prezintă dificultăți. Mai mult, această operație poate fi trecută sub controlul direct al unui calculator, prevăzut cu un limbaj de nivel superior cum este, spre exemplu, *BASIC*.

5

IMPLEMENTAREA MICROPROCESOARELOR ÎN AEMC

5.1. EFECTELE IMPLEMENTĂRII MICROPROCESOARELOR ÎN APARATURA DE MĂSURAT

Încorporarea microprocesoarelor în aparatura electronică constituie în prezent o tendință din ce în ce mai accentuată. Acest proces este facilitat de dimensiunile reduse ale microprocesoarelor, de performanțele remarcabile pe care acestea le pot asigura, precum și de costul lor în continuă scădere. Apariția microprocesoarelor a determinat mutații profunde în concepția, proiectarea și realizarea aparatelor electronice în general și a *AEMC* în particular. Consecința cea mai importantă o reprezintă înlocuirea logicii fixe, bazate pe circuitele integrate — așa numita logică cablată — prin *logica programată*, care constă dintr-o secvență de instrucții program. Această mutație a determinat și o convertire în modul de gîndire al inginerilor electroniști: trecerea de la operare în hardware la modul de operare în software.

● Aparatura de măsurat este pînă în momentul de față principalul domeniu în care microprocesoarele și-au găsit aplicații. **Prezența microprocesoarelor asigură aici:**

— preluarea funcțiilor de comandă ale aparatului (selectarea automată a intervalului de măsurare, comanda regimului de funcționare, a afișajului, autotestarea — cu afișarea codificată a părții componente defecte, realizarea funcției de interfață);

— prelucrarea numerică a rezultatelor măsurării (înmulțirea cu unele constante, calculul valorilor medii, maxime și efective, compararea cu anumite valori limită, liniarizarea caracteristicilor unor traductoare de măsurare, efectuarea de calcule statistice, determinări de spectru);

— autoetalonarea aparatului și compensarea automată a influenței factorilor externi asupra rezultatului măsurării.

● **Efectele favorabile ale introducerii microprocesorului în aparatura de măsurat** pot fi rezumate, pe scurt, la următoarele:

● *sporirea gradului de automatizare în utilizarea aparatului și creșterea versatilității acestuia*, prin programarea corespunzătoare a microprocesorului incorporat. Posibilitățile existente în acest sens sînt practic nelimitate, deoarece prin extinderea sistemului de programe partea de hard trebuie dezvoltată neglijabil;

● *mărirea preciziei măsurărilor* prin autoetalonare, corecția erorilor determinate de deriva nulului, eliminarea erorilor aleatoare și a influenței zgomotelor prin mediere, eliminarea erorilor sistematice etc.;

• *avantajele specifice oricărui echipament în care circuitele convenționale au fost înlocuite cu sistem cu microprocesor*, adică :

— reducerea numărului de componente utilizate, care are drept urmare micșorarea dimensiunilor echipamentelor (miniaturizare) și a consumului de putere, scăderea numărului de conexiuni cu creșterea corespunzătoare a fiabilității, precum și o substanțială reducere a costului ;

— creșterea flexibilității, datorită faptului că funcționarea sistemului are loc conform unui program memorat. În aceste condiții, pentru a schimba funcțiile sistemului este necesar a modifica numai programul, fără a reproiecta și modifica partea de hard (circuitele). Acest avantaj se caracterizează printr-o mai ușoară proiectare și testare a unui nou sistem și deci prin scurtarea duratei de punere în funcțiune a acestuia. Simplificări considerabile apar în ceea ce privește proiectarea cablajului circuitelor electronice și elaborarea documentației.

• **Principalele tipuri de aparate de măsurat realizate în prezent cu microprocesoare** sînt următoarele : voltmetrele și multimetrele numerice, punțile numerice, numărătoarele universale, sintetizoarele numerice de frecvență, osciloscoapele cu afișare numerică, aparatele pentru măsurări de mărimi neelectrice, sistemele de achiziții de date.

5.2. MICROSISTEME DE CALCUL

5.2.1. STRUCTURA ȘI FUNCȚIONAREA UNUI MICROSISTEM DE CALCUL

Microprocesorul reprezintă *un circuit integrat pe scară largă (LSI), care poate realiza operații aritmetice, logice și de transfer, sub controlul unui program.* Implementarea lui ca simplu circuit, în aparatura de măsurat, este, cu rare excepții, exclusă. De regulă, microprocesorul se utilizează fiind interconectat cu elemente de memorie și circuite de interfață, ansamblul astfel rezultat purtînd denumirea de *microsistem de calcul* sau *microcalculator*.

Schema **bloc a unui microcalculator** este reprezentată în figura 5.1. Se disting aici *microprocesorul* împreună cu circuitele auxiliare aferente (pentru generarea semnalelor de tact, amplificarea semnalelor, gestionarea întreruperilor etc.), *memoriile integrate* și *circuitele de interfață* care asigură comunicarea cu echipamentele de intrare/ieșire.

Informația în interiorul microsistemului este vehiculată prin intermediul magistralelor. Schimbul de date între microprocesor și memorie, respectiv între microprocesor si circuitele de interfață, se realizează pe așa-numita magistrală de date, întotdeauna bidirecțională. Pentru transmiterea biților de adresă de la microprocesor spre circuitele de memorie se utilizează o magistrală unidirecțională, de adrese. Cel de-al treilea tip de magistrală, de control, servește la vehicularea semnalelor de sincronizare și control între microprocesor și celelalte elemente din microsistem.

Dintre elementele reprezentate în figura 5.1, *microprocesorul* este componenta cea mai complexă și ale cărei caracteristici determină în esență struc-

tura şi performanţele microsistemului. Exemplele de aplicare ale microsistemelor în *AEMC*, date în continuare, se referă în exclusivitate la unul dintre microprocesoarele cu cea mai largă aplicabilitate, INTEL 8080.

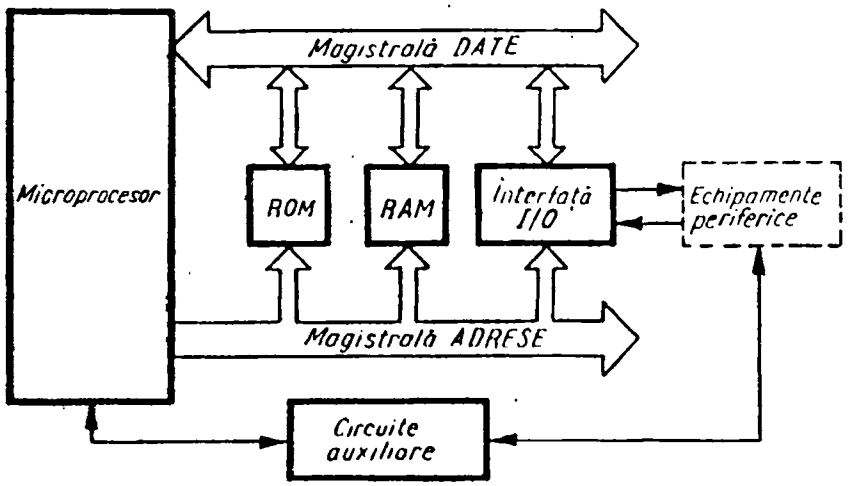


Fig. 5.1. Schema bloc a unui microcalculator.

Revenind la schema din figura 5.1, se constată că *memoriile* utilizate sînt de tipul cu acces aleator *RAM* (*R*andom-*A*ccess-*M*emory), care permit atît citirea, cît şi modificarea informaţiei înmagazinate, respectiv memorii numai cu citire *ROM* (*R*ead-*O*nly-*M*emory). Spre deosebire de calculatoarele propriu-zise, unde programul este rezident într-o memorie *RAM* şi poate fi uşor modificat, funcţie de aplicaţia tratată, microsistemele destinate *AEMC* execută programe fixe, ce nu sînt modificate decît o dată cu eventualele perfecţionări aduse aparatului. În consecinţă, programele fixe sînt conţinute în memorii *ROM*, iar datele rezultate în timpul procesului secvenţial de funcţionare a microsistemului sînt păstrate temporar în memorii *RAM*.

Dacă timpul de acces al memoriei este ridicat, microprocesorul trebuie să-şi întrerupă activitatea pînă cînd procesul de citire, respectiv de înscriere a informaţiei este încheiat. În acest scop el poate fi comandat cu un semnal (*READY*) care determină inactivitatea sa temporară. Cînd memoria recepţionează o comandă de citire sau înscriere, semnalul *READY* trece microprocesorul în stare de aşteptare (*WAIT*). După ce memoria a fost capabilă să răspundă cererii, semnalul *READY* îşi modifică valoarea logică şi prin aceasta microprocesorul poate să-şi continue activitatea.

Circuitele de interfaţă. O caracteristică importantă a unui microsistem o reprezintă modul în care se realizează dialogul cu perifericele. Una dintre posibilităţile de executare a unui transfer de date constă în includerea în program a secvenţei de instrucţiuni care asigură efectuarea operaţiei de intrare/ieşire (*I/O*) dorite. Această procedură prezintă dezavantajul că microprocesorul va fi sustras de la execuţia programului principal pe întreaga durată cît are loc transferul de date, deci un timp relativ îndelungat, perifericele fiind, în general, dispozitive lente.

Pentru creşterea eficienţei utilizării în timp a microsistemului, microprocesoarele actuale sînt prevăzute cu posibilitatea executării operaţiilor de intrare/ieşire prin întrerupere. Dacă, spre exemplu, este necesară extragerea unei date, microprocesorul depune cuvîntul respectiv într-un registru tampon al circuitului de interfaţă, după care revine la programul întrerupt fără a aştepta îndeplinirea sarcinii de către perifericul apelat. Cînd perifericul a încheiat operaţia de extragere, el cere o întrerupere. Microprocesorul recunoaşte întreruperea şi îşi suspendă activitatea în programul principal, după care execută automat un program de serviciu (subrutină), care încarcă noua dată ce urmează a fi extrasă. Operaţiile de mai sus se repetă pînă cînd a fost transferată întreaga informaţie.

O altă caracteristică care sporeşte eficienţa unui microsistem este accesul direct la memorie *DMA* (*D*irect-*M*emory-*A*ccess). Transferul de tip *DMA* între un periferic şi memoria microsistemului se execută fără intervenţia programului, utilizînd doar partea de hard şi este, deci, cel mai rapid. Utilizarea lui se impune în cazul deservirii unor periferice cu viteză mare de acces, cînd sînt transferate blocuri de date.

Pe durata unui transfer *DMA*, microprocesorul îşi suspendă propria activitate şi eliberează magistralele de date şi adrese, trecîndu-şi ieşirile conectate la aceste magistrale într-o stare specială, denumită a treia stare, corespunzătoare unei impedanţe ridicate. Transferul este efectuat pe magistrala de date a microsistemului şi este gestionat de partea de comandă şi control a circuitului de interfaţă interconectat cu perifericul deservit.

5.2.2. PROGRAMAREA MICROSISTEMELOR DE CALCUL

O primă modalitate de scriere a unui program constă în *reprezentarea instrucţiunilor sub forma unor succesiuni de cifre binare*, aşa cum sînt depuse acestea în memoria calculatorului. Un astfel de program este denumit **program în limbaj maşină** sau **în limbaj cod calculator.** Programarea direct în limbaj maşină este dificilă şi ineficientă pentru operatorul uman. Datorită acestui fapt au fost elaborate limbaje în care *instrucţiunile sînt exprimate sub o formă simbolică*, denumită **limbaje de programare.**

● Un prim nivel al **limbajelor de programare** îl constituie **limbajele de asamblare.** Într-un astfel de limbaj fiecare instrucţiune este reprezentată printr-un simbol (mnemonic) alcătuit din trei sau patru caractere, care sugerează natura operaţiei pe care o realizează instrucţiunea.

Spre exemplu, mnemonicele *IN ADR* şi *OUT ADR* desemnează în limbajul de asamblare INTEL 8080 o instrucţiune de intrare (Inupt) respectiv de ieşire (Output), adresa perifericului implicat în operaţia de transfer a datelor fiind reprezentată de octetul *ADR*. În mod similar, *STA ADR* are drept efect memorarea conţinutului acumulatorului în locaţia de memorie de la adresa *ADR*.

Prin utilizarea mnemonicilor programul — aşa-numitul *program sursă* — poate fi scris cu mai multă uşurinţă. Pentru a fi executat, trebuie translatat în limbajul maşină cu ajutorul unui program special de conversiune, denumit asamblor.

Un limbaj de asamblare este conceput pentru un anumit tip de microprocesor şi în consecinţă ţine seama de toate particularităţile şi facilităţile

pe care le prezintă acesta. Din acest motiv, programarea în limbaj de asamblare permite scrierea unor programe eficiente sub aspectul utilizării microsistemului, astfel că sînt larg răspîndite printre utilizatori.

În aplicațiile care necesită programe cu un număr de instrucțiuni de ordinul sutelor sau mai mult, limbajele de asamblare sînt și ele relativ dificil de mînuit. Datorită acestui fapt a fost dezvoltat un al doilea nivel de limbaje de programare, denumite **limbaje de nivel superior.** Acestea conțin instrucțiuni care permit în mai mare măsură exprimarea algoritmică a problemelor și în consecință sînt mai lesne de utilizat de către operatorul uman. Translatarea programului din limbajul de nivel superior în limbajul mașină se face cu ajutorul unui program compilator. În urma conversiei rezultă pentru fiecare instrucțiune din limbajul de nivel superior mai multe instrucțiuni în limbajul mașină. Deoarece translatarea automată impune respectarea unei anumite structuri de sintaxă, programul în limbaj mașină obținut (programul obiect) nu este optim, conținînd mai multe instrucțiuni și avînd, în consecință, o viteză mai scăzută în execuție decît programul rezultat dintr-un limbaj de asamblare. Folosirea limbajelor de nivel superior în scopul creșterii în ansamblu a eficienței utilizării microsistemelor reprezintă, deci, o probemă ce trebuie analizată pentru fiecare caz în parte. Cu toate acestea, folosirea limbajelor de nivel superior se impune, dată fiind independența lor de structură particulară a microsistemului utilizat.

● **Întocmirea și verificarea programului** pentru o anumită aplicație implică următoarele **etape :**

● *exprimarea algoritmului problemei de soluționat cu ajutorul organigramelor ;*

O asemenea reprezentare grafică a algoritmului prezintă avantajul că este mult mai ușor de urmărit decît descrierea sa printr-o altă formă și că permite elaborarea programului pentru orice tip sau nivel de limbaj.

● *scrierea efectivă a programului într-un limbaj acceptat de microsistemul pe care urmează a fi rezolvată problema ;*

● *translatarea programului sursă în limbajul mașină, cu ajutorul programelor de translatare asamblor sau compilator ;*

Deoarece microsistemele implementate în *AEMC* necesită programe de complexitate mică sau medie, pentru scrierea lor se utilizează limbaje de asamblare. Translatarea se realizează, de regulă, pe un alt calculator, în memoria căruia a fost încărcat în prealabil programul de asamblare *(Cross-Assembler).*

● *detectarea în timpul translatării a erorilor de sintaxă și corectarea automată a acelora al căror nivel nu influențează desfășurarea corectă a procesului de conversie ;*

● *corectarea, de către utilizator, a erorilor de sintaxă care nu au putut fi înlăturate în cursul asamblării sau compilării ;*

● *executarea programului lipsit de erori de sintaxă.*

De regulă, verificarea corectitudinii programului se face pe un exemplu simplu, care poate fi rezolvat în paralel fără ajutorul calculatorului.

Programul obiect, odată obținut (pe bandă magnetică, perforat sau listat), se înscrie în memoria *ROM/PROM* a microsistemului.

Etapa mai dificilă, dintre cele menționate mai sus, o constituie *elaborarea organigramei* pentru algoritmul problemei ce trebuie rezolvată. Se prezintă, drept exemplu, *procedura de întocmire a organigramei corespunzătoare unei secvențe din programul utilizat într-un microsistem, implementate într-un AEMC.*

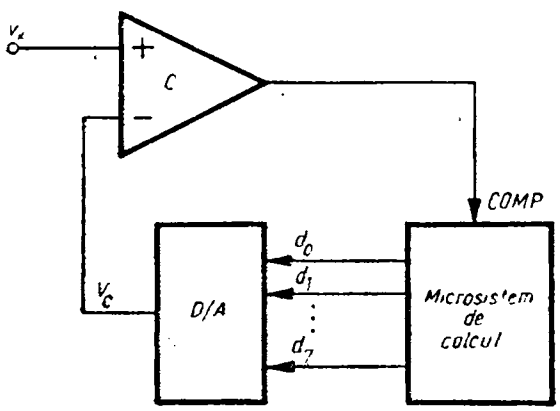


Fig. 5.2. Exemplu de utilizare a unui microsistem ca dispozitiv de comandă pentru un convertor *D/N*.

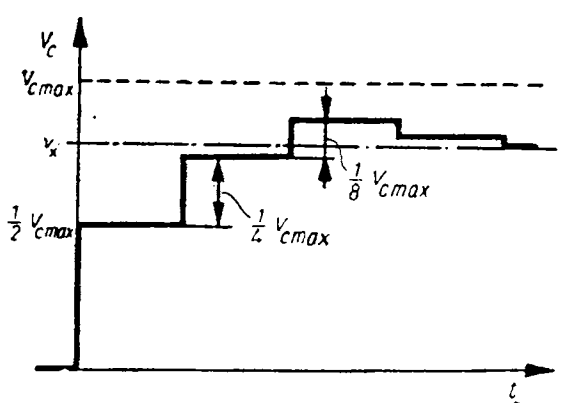


Fig. 5.3. Forma de variație în timp a tensiunii V_c pentru primele cicluri de aproximare ale lui v_x.

Secvența de program asigură comportarea microsistemului ca dispozitiv de comandă cu logică programată, care furnizează semnalele necesare pentru realizarea unui convertor *A/D* de opt biți de tipul cu aproximare succesivă, cu înjumătățire (fig. 5.2).

Presupunînd că rezultatul măsurării este furnizat sub formă binară, regulile conform cărora are loc modificarea tensiunii V_c, de la ieșirea convertorului *D/A*, cu care este comparată tensiunea de măsurat v_x, sînt următoarele:

— variația tensiunii V_c la un anumit moment este egală cu jumătate din variația suferită în tactul precedent:

— tensiunea V_c crește sau scade după cum, în urma operației de comparare, $v_x > V_c$, respectiv $v_x < V_c$;

— primul salt al tensiunii V_c este egal cu jumătate din valoarea maximă $V_{c\,max}$ a acestei tensiuni.

În figura 5.3 a fost reprezentată forma de variație în timp a tensiunii V_c pentru primele cicluri de aproximare ale lui v_x.

Pe baza algoritmului descris mai sus, a fost elaborată organigrama din figura 5.4. *ADR1, ADR2* și *ADR3* reprezintă adresele a trei locații din memoria *RAM* sau trei dintre registrele pentru date ale microprocesorului. La primele două adrese urmează a fi depuse valoarea actuală a tensiunii V_c, respectiv valoarea avută în tactul precedent. Locația *ADR3* servește la memorarea variației de la o etapă de aproximare la alta a tensiunii V_c. Deoarece prima valoare pentru tensiunea V_c este 0,5 $V_{c\,max}$, care se obține aplicînd

codul **10 000 000** (80 în hexazecimal) la intrarea convertorului *D/A*, iar valoarea precedentă este $V_c = 0$, căreia îi corespunde codul **0000 0000** (00 în hexazecimal), aceste două coduri vor fi înscrise inițial la adresele *ADR1*, *ADR2*.

În continuare este inițiat un ciclu de operații, care se repetă de un număr de ori egal cu numărul de procese de comparare care au loc pînă la stabilirea rezultatului.

Mai întîi este extras, de la adresa *ADR1*, codul corespunzător valorii actuale a tensiunii V_c, în vederea aplicării la intrările convertorului *D/A* (v. fig. 5.3). Se face apoi diferența dintre valoarea actuală și valoarea precedentă și se depune rezultatul la adresa *ADR3*. Dacă această diferență este egală cu **000 0001** (01 în hexazecimal), cod pentru care se obține cea mai mică valoare diferită de zero a tensiunii la ieșirea convertorului *D/A* (valoare egală, totodată, cu treapta elementară), procesul de măsurare este încheiat.

Se cercetează, prin urmare, conținutul locației de la adresa *ADR3*. Presupunînd că acesta diferă de 01, el este înjumătățit printr-o deplasare la dreapta cu un rang binar. Se obține astfel, la adresa *ADR3*, codul ce corespunde la jumătate din ultima variație pe care a avut-o tensiunea V_c. Există acum posibilitatea determinării noii valori pentru tensiunea de la ieșirea convertorului *D/A*, după ce valoarea actuală existentă la *ADR1* va fi transferată în locația de la *ADR2*, devenind valoare precedentă.

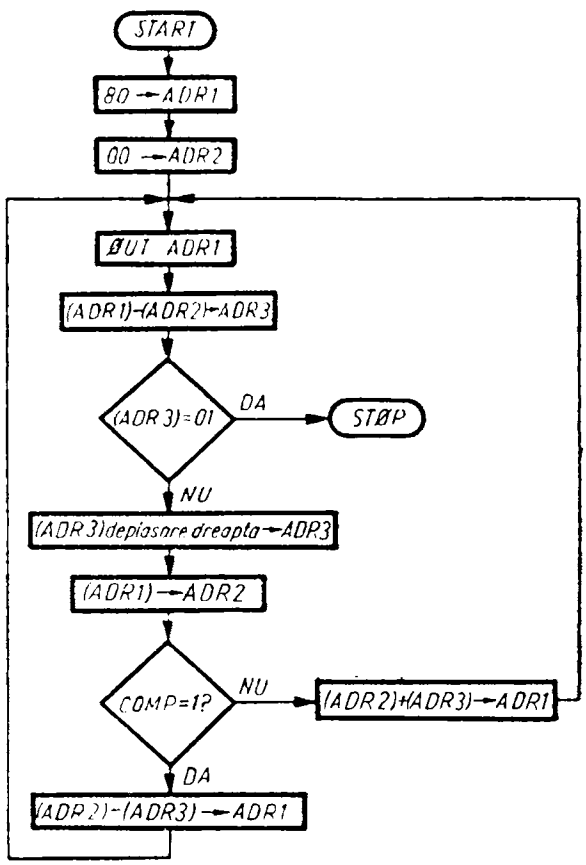


Fig. 5.4. Organigrama programului care realizează generarea tensiunii V_c.

Se examinează, în acest scop, relația dintre tensiunile v_x și V_c, pe baza nivelului logic al tensiunii de la ieșirea comparatorului *C* (v. fig. 5.2). Dacă $v_x > V_c$, situație în care semnalul logic $COMP = 1$ (în logica pozitivă), valoarea actuală a lui V_c rezultă adunînd la valoarea precedentă a acestei tensiuni, conținutul locației de la *ADR3*; în caz contrar, cele două mărimi trebuie scăzute. Rezultatul astfel obținut se înscrie la *ADR1*, după care ciclul se reia, în vederea inițierii unui nou proces de aproximare a tensiunii v_x. Măsurarea este încheiată cînd $(ADR3) = 01$.

5.3. STRUCTURA APARATELOR DE MĂSURAT CU MICROPROCESOR

Aparatura de măsurat condusă de microprocesor a evoluat din aparatura numerică de măsurat, datorită faptului că pentru a fi prelucrat pe cale numerică, semnalul purtător de informație trebuie discretizat. În varianta conținînd microprocesor, schema structurală a unui aparat de măsurat se prezintă ca în figura 5.5.

Partea analogică a aparatului cuprinde traductorul primar și circuitele de condiționare a semnalului, înainte ca acesta să fie aplicat la intrarea convertorului *A/D*. În această nouă structură, *microprocesorul* devine elementul central, cu rol de dispozitiv de comandă microprogramat (controler microprogramat), adică dispozitiv care coordonează toate operațiile de prelucrare și transfer de informație din aparat, pe baza unui program înscris în memoria *ROM* a microsistemului.

Trăsătura caracteristică a aparatelor de măsurat cu microprocesor, care le deosebește fundamental de aparatura de măsurare avînd dispozitivul de comandă realizat cu logică cablată, constă în existența unui „nod" de comu-

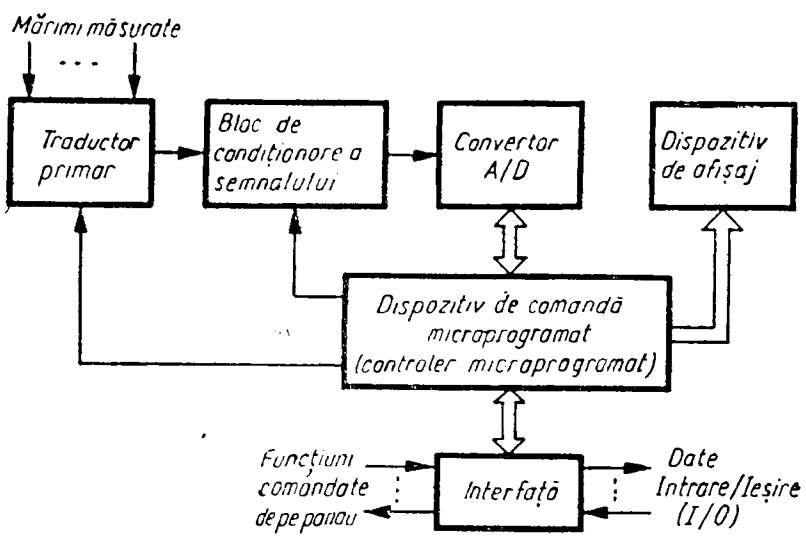


Fig. 5.5. Schema structurală a unui aparat de măsurat cu microprocesor.

nicație pentru semnalele numerice. Acest nod este microprocesorul sau unul dintre microprocesoarele implementate. Se prezintă în figura 5.6, pentru exemplificare, schema de circulație a informației între blocurile componente ale unui multimetru numeric cu microprocesor (Fluke 8500 A).

Se poate constata că dispozitivul de comandă microprogramat comunică, pe de o parte, prin intermediul unui modul izolator, cu circuitele analogice din aparat (bloc de condiționare a semnalului, filtre multiplexate analogic, con-

vertoare de c.a.—c.c., convertoare de rezistențe și de curent), precum și cu convertorul *A/D*. Către circuitele menționate sînt transmise semnalele logice de comandă. Legătura cu convertorul *A/D* este bilaterală, acest bloc furnizînd dispozitivului de comandă codul numeric rezultat în urma conversiei.

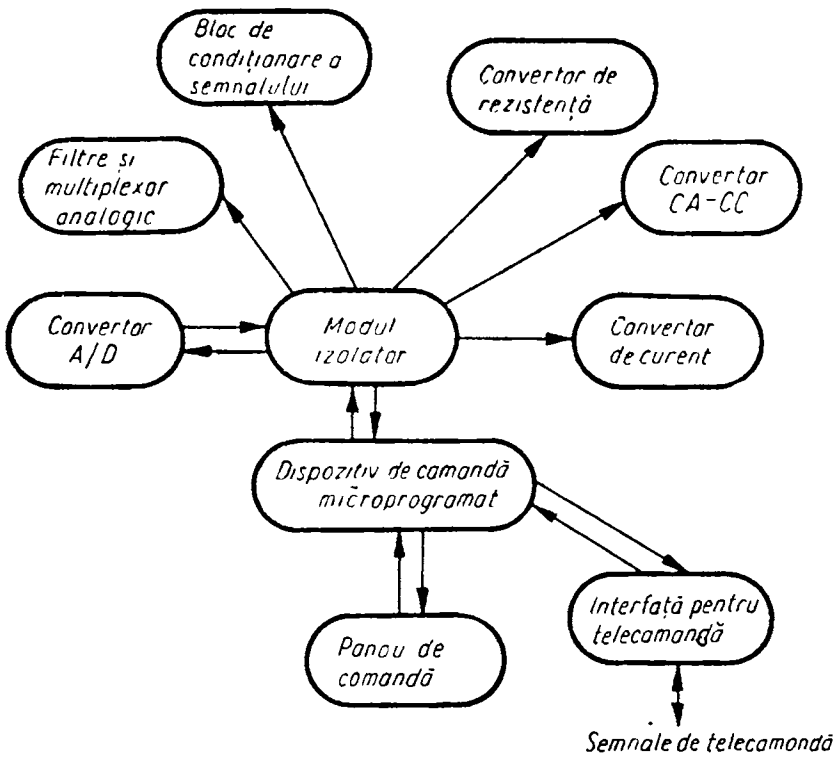


Fig. 5.6. Schema de circulație a informației între blocurile componente ale unui multimetru numeric cu microprocesor.

Pe de altă parte, dispozitivul de comandă comunică cu organele de reglare de pe panoul de comandă, memorînd directivele primite de la acestea, și transmite spre sistemul de afișaj mesajele destinate operatorului. Se menționează, în fine, legătura dispozitivului de comandă microprogramat cu o interfață pentru telecomenzi, prin intermediul căreia funcțiile realizate de aparat pot fi comandate din exterior, cu semnale logice.

Dependent de sarcinile impuse, ca volum de date prelucrate și timp de calcul afectat, dispozitivul de comandă microprogramat poate fi echipat cu unul sau mai multe procesoare. Rezultă astfel structuri uniprocesor, respectiv multiprocesor.

● **Structura uniprocesor.** Deși mai ieftine, structurile uniprocesor prezintă dezavantajul unui timp de prelucrare mai mare și permit — în consecință — o frecvență de repetiție a măsurărilor mai redusă. O *structură uniprocesor tipică* este cea *a voltmetrului avînd schema bloc reprezentată în figura 5.7 (Fluke 8500 A).*

Bornele de intrare, ambele izolate față de masa generală a aparatului, sînt conectate printr-o magistrală analogică unidirecțională MA_1 la intrarea blocului de condiționare a semnalului, respectiv la intrările convertoarelor pentru tensiuni alternative, rezistențe și curenți. Mărimea de măsurat, indi-

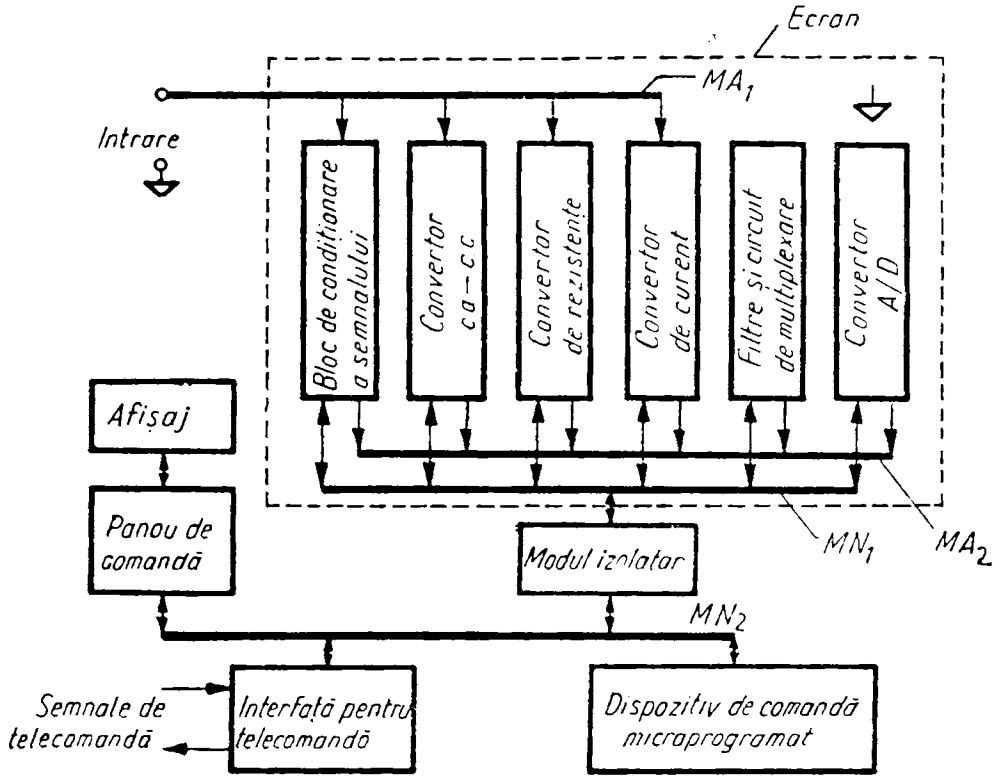


Fig. 5.7. Schema bloc a unui voltmetru numeric cu structură uniprocesor.

ferent de natura ei fizică, este transformată în prealabil într-o tensiune continuă de valoare proporțională. Această tensiune este aplicată prin magistrala analogică MA_2 la intrarea convertorului A/D. La intrarea convertorului poate fi conectat, totodată, prin intermediul unui circuit de multiplexare analogică, unul dintre cele trei filtre active. Magistrala numerică MN_1, bidirecțională, servește la vehicularea semnalelor logice de la dispozitivul de comandă cu microprocesor spre circuitele analogice și la transmiterea, în sens invers, a informației privind starea acestor circuite, către dispozitivul de comandă.

Circuitele analogice, convertorul A/D și magistralele aferente sînt introduse într-o incintă ecranată, în scopul diminuării influenței perturbațiilor externe asupra preciziei măsurării. Totodată, aceste circuite sînt realizate cu masă izolată de masa generală a aparatului, legată la pămînt, pentru ca multimetrul să poată fi conectat între puncte care prezintă tensiuni de mod comun față de pămînt (una dintre bornele de intrare fiind conectată la masa circuitelor analogice). Interconectarea circuitelor avînd masa izolată cu dispozitivul de comandă și celelalte circuite numerice aferente acestuia, cu masa neizolată, se realizează prin intermediul unui modul izolator (optocuplor).

Cea de-a doua magistrală numerică, bidirecțională, MN_2, asigură legătura între dispozitivul de comandă cu microprocesor și elementele voltmetrului dispuse în exteriorul ecranului: organele de reglare de pe panoul de comandă, dispozitivul de afișaj și o interfață pentru telecomenzi. Circuitul de interfață facilitează comanda de la distanță, cu semnale logice, a aparatului, respectiv permite conectarea într-un sistem complex de măsurat, coordonat de calculator. În ultimul caz există posibilitatea apelării prin program a oricărei funcții ce poate fi stabilită prin intermediul organelor de reglare, programînd în mod corespunzător calculatorul.

● **Structura multiprocesor.** Un exemplu de aparat cu structură multiprocesor îl constituie *voltmetrul având schema bloc reprezentată în figura 5.8 (HP 3455 A)*.

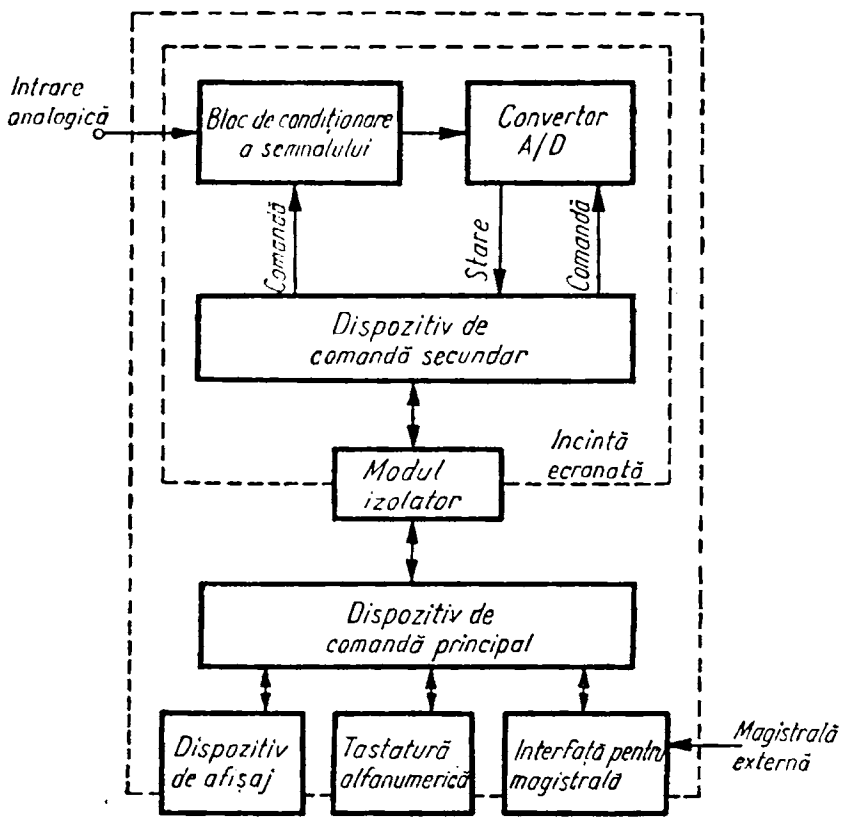


Fig. 5.8. Schema bloc a unui voltmetru numeric cu structură multiprocesor.

Aparatul include două microprocesoare, unul pentru controlul și comanda circuitelor analogice din interiorul incintei ecranate, și celălalt — pentru conversația cu operatorul uman, prin intermediul unui dispozitiv de afișare și al unei tastaturi. Cel de-al doilea microprocesor facilitează, totodată, conectarea voltmetrului la o magistrală externă, prin intermediul unui circuit de interfață.

Microprocesorul din exteriorul incintei ecranate, cu rol de dispozitiv de comandă principal, stabilește — pe baza informației primite de la tastatură — sarcinile ce trebuie îndeplinite, după care transferă informațiile de comandă

necesare microprocesorului din incinta ecranată (dispozitivul de comandă secundar). Dispozitivul de comandă secundar determină regimul de funcționare al blocului de condiționare a semnalului și declanșează ciclul de conversie analog-numerică. După efectuarea măsurării, rezultatul este transmis dispozitivului de comandă principal, în vederea unor eventuale prelucrări numerice ulterioare și a afișării rezultatului final.

O prezentare mai detaliată a secvențelor de lucru ale dispozitivelor de comandă principal și secundar este dată în figura 5.9 și în figura 5.10.

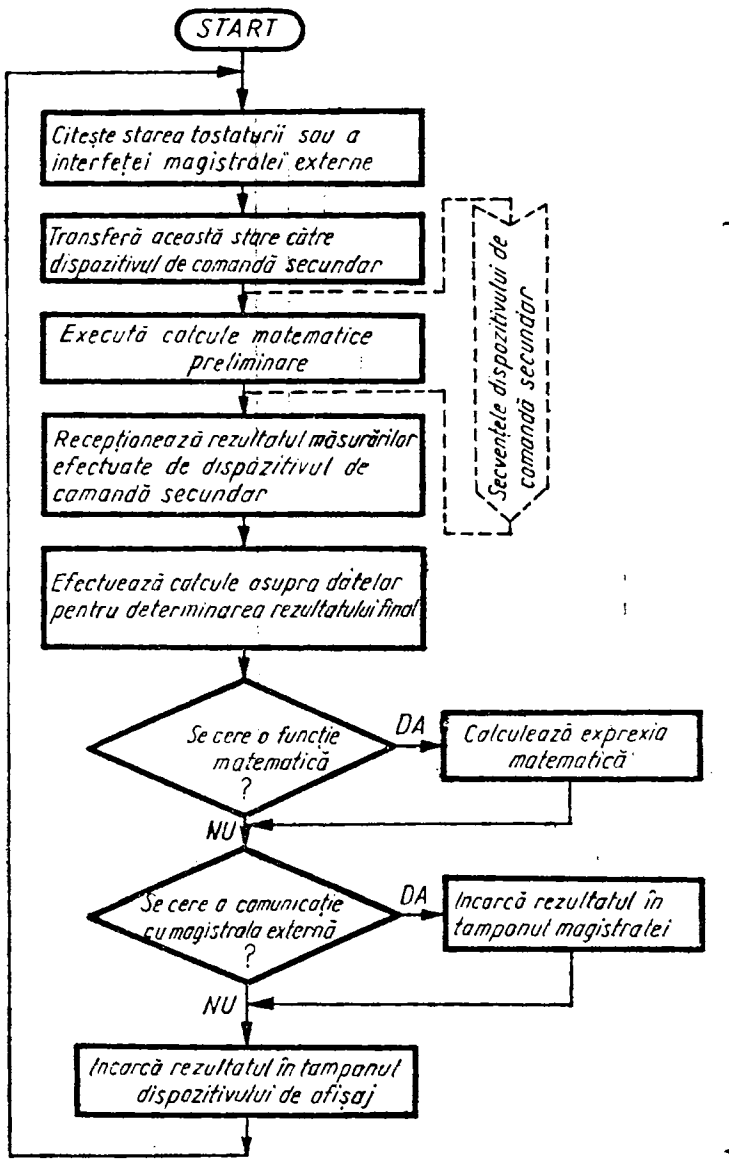

START
Citește starea tastaturii sau a interfeței magistralei externe
Transferă această stare către dispozitivul de comandă secundar
Execută calcule matematice preliminare
Recepționează rezultatul măsurărilor efectuate de dispozitivul de comandă secundar
Efectuează calcule asupra datelor pentru determinarea rezultatului final
Se cere o funcție matematică ?
DA
Calculează exprexia matematică
NU
Se cere o comunicație cu magistrala externă ?
DA
Încarcă rezultatul în tamponul magistralei
NU
Încarcă rezultatul în tamponul dispozitivului de afișaj
Secvențele dispozitivului de comandă secundar

Fig. 5.9. Secvențele de lucru ale dispozitivului de comandă principal din voltmetrul numeric multiprocesor.

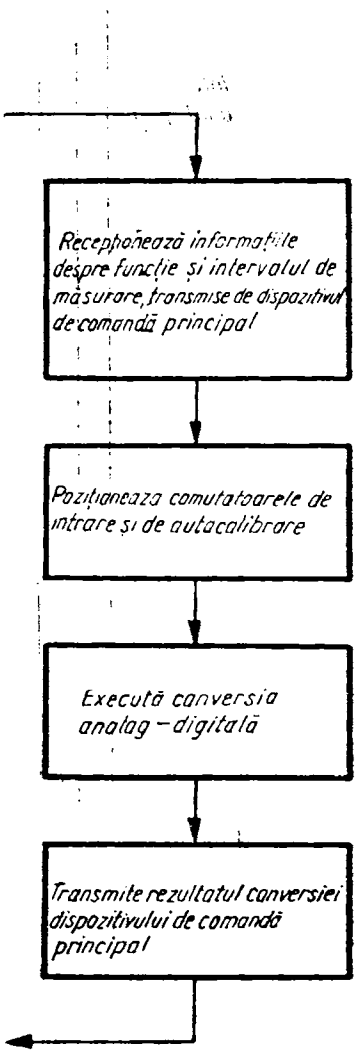

Recepționează informațiile despre funcție și intervalul de măsurare, transmise de dispozitivul de comandă principal
Poziționează comutatoarele de intrare și de autocalibrare
Execută conversia analog-digitală
Transmite rezultatul conversiei dispozitivului de comandă principal

Fig. 5.10. Secvențele de lucru ale dispozitivului de comandă secundar din voltmetrul numeric multiprocesor.

5.4. FUNCȚIILE MICROPROCESORULUI ÎN APARATURA DE MĂSURARE ȘI CONTROL

Principalele funcții ce pot fi preluate de microsistemele implementate în aparatura de măsurat au fost menționate deja în § 5.1 și § 5.3. Într-o prezentare mai completă și sistematică, aceste funcții pot fi clasificate în :

— *funcții legate de utilizarea microprocesorului ca dispozitiv de comandă microprogramat* ;

— *funcții care asigură corecția erorilor introduse de diferitele blocuri componente ale aparatului de măsurat* ;

— *funcții care permit crearea blocurilor analogice virtuale prin module soft* ;

— *funcția de testare a blocurilor componente defecte.*

○ **Notă.** Se menționează, aparte, *funcția de control al comunicației aparatului cu exteriorul prin magistrale standard.* Această chestiune fiind strîns legată de problema sistemelor complexe de măsurare cu microprocesor, urmează a fi tratată în § 5.5.

5.4.1. UTILIZAREA MICROPROCESORULUI CA DISPOZITIV DE COMANDĂ MICROPROGRAMAT

Una dintre căile de îmbunătățire a performanțelor aparaturii de măsurat o constituie utilizarea unor strategii de măsurare mai eficiente. Implementarea în acest scop a noilor algoritmi, în general complicați, prin folosirea logicii cablate, este limitată de dimensiunile de gabarit și de costul aparatului astfel realizat. Aceste limitări dispar în cazul folosirii dispozitivului de comandă cu microprocesor, cînd implementarea unor algoritmi oricît de laborioși necesită o dezvoltare neglijabilă a părții de hard (a microsistemului). Singurul factor restrictiv care se menține este legat de viteza de lucru relativ redusă a microprocesoarelor uzuale. În ultima vreme și acest inconvenient poate fi depășit, fie prin utilizarea unor circuite specializate, care realizează prin hard — și deci foarte repede — anumite operații aritmetice, fie folosind microprocesoarele de tipul bit-slice, mult mai rapide.

Principalele atribuții ale unui dispozitiv de comandă se păstrează și în cazul variantei cu microprocesor, deosebirile care apar referindu-se la complexitatea funcțiilor realizate de dispozitivul de comandă microprogramat. Aceste atribuții vizează *generarea semnalelor necesare pentru comanda blocurilor componente ale aparaturii de măsurat, controlul comunicației între blocurile componente* și *controlul comunicației cu panoul de comandă și sistemul de afișaj.*

Se precizează că deși funcția de control a comunicației între blocurile componente inclusiv controlul comunicației cu panoul de comandă și sistemul de afișaj, se reduce în esență la problema generării unor semnale de comandă, cele două funcții au fost menționate distinct și urmează a fi tratate separat, dată fiind importanța lor pentru orice tip de *AEMC* cu microprocesor.

● **Generarea semnalelor de comandă a blocurilor componente.** Pentru obținerea semnalelor de comandă utilizînd microprocesorul, este necesară *efectuarea unor operații de extragere a unei informații din microsistem.* Informația dorită, pe baza căreia vor fi sintetizate semnalele de comandă necesare, poate fi extrasă utilizînd cele două magistrale : de date, respectiv de adrese. Deoarece

necesitatea generării anumitor semnale de comandă poate coincide în timp cu un transfer de date, realizat pe magistrala de date, pentru vehicularea informației de comandă se utilizează, cu precădere, *magistrala de adrese*.

Există două **modalități care asigură încărcarea codului de comandă pe magistrala de adrese.**

O primă procedură, căreia îi corespunde schema bloc reprezentată în figura 5.11, face uz de o instrucțiune de intrare sau de ieșire. În cazul unui microsistem echipat cu microprocesorul 8080, *execuția unei instrucțiuni de ieșire*, de forma *OUT ADR*, determină transferul octetului *ADR* pe magistrala de adrese și generarea pe magistrala de comandă a semnalului *I/OW* (*I/O WRITE*). Semnalul de comandă, corespunzător codului *ADR*, se obține cu ajutorul unui circuit de decodificare, a cărui ieșire este validată de *I/OW*.

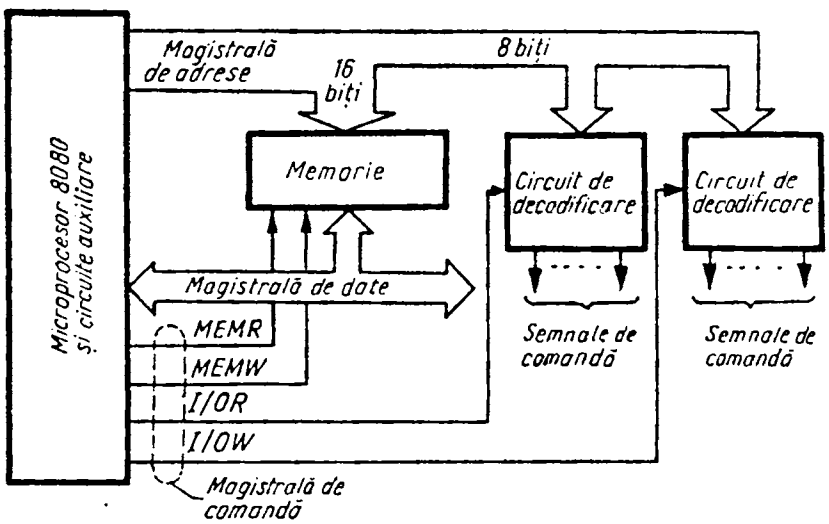


Fig. 5.11. Schemă pentru generarea semnalelor de comandă utilizînd instrucțiunile de intrare/ieșire ale microprocesorului.

O procedură similară se impune *în cazul utilizării instrucțiunii de intrare IN ADR*. Deoarece lungimea cuvîntului *ADR* din instrucțiunile *IN/OUT* este de un octet, există, în principiu, posibilitatea generării a 512 semnale de comandă diferite. În realitate acest număr este mai mic, avînd în vedere că unele dintre cele 512 combinații posibile sînt folosite pentru adresarea dispozitivelor periferice de intrare/ieșire existente.

Cea de-a doua procedură, care se bucură de avantajul că nu prezintă limitările menționate mai sus, utilizează instrucțiunile cu referire la memorie. Deoarece în urma execuției unei asemenea instrucțiuni, adresa din corpul instrucțiunii este încărcată pe magistrala de adrese și sînt generate semnalele *MEMR* (*Memory Read*)/*MEMW* (*Memory Write*), semnalele de comandă se obțin la ieșirile unui circuit de decodificare, conectat ca în figura 5.12. Lungimea unei adrese de memorie fiind de 16 biți, rezultă o creștere substanțială a numărului de semnale de comandă obtenabile. Este evident că adresa implicată în procesul de generare a semnalelor de comandă trebuie să fie în afara limitelor atribuite zonei de memorare propriu-zise.

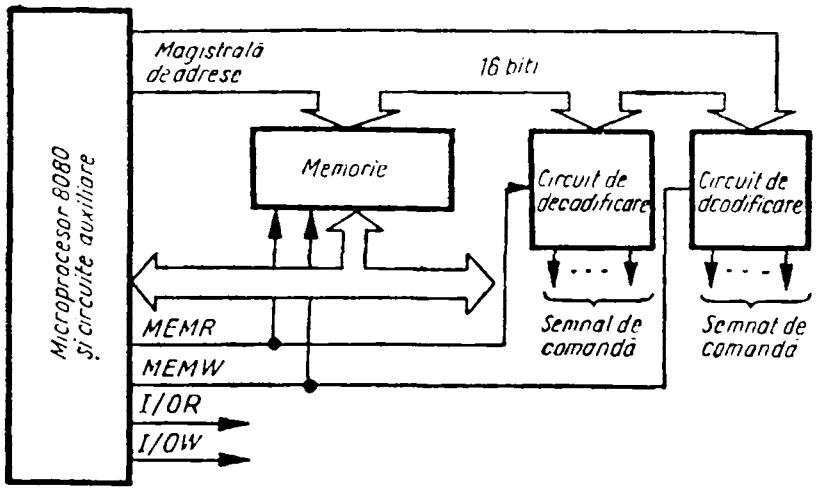


Fig. 5.12. Schemă pentru generarea semnalelor de comandă utilizînd instrucțiunile cu referire la memorie.

Pentru concretizarea acestei a doua metode se prezintă, în figura 5.13, schema circuitului combinațional și segmentul de program care realizează generarea semnalelor de comandă *START* și *TRANSFER* pentru un convertor *A/D*. Semnalul *START*, care servește la declanșarea conversiei, se obține în situația în care ieșirea corespunzătoare a circuitului de decodificare se găsește pe **1** logic și $MEMW = 1$. Cele două condiții sînt satisfăcute în urma executării instrucțiunii *STA ADR*, cînd codul *ADR* fiind încărcat pe magistrala de adrese activează ieșirea decodificatorului, iar $MEMW = 1$. Semnalul *TRANSFER*, utilizat pentru validarea ieșirilor de tipul „tri-state" ale convertorului *A/D*, spre magistrala de date a microsistemului, este obținut un mod asemănător.

```
STA ADR GENEREAZĂ START
. . . . . .
. . . . . .
LDA ADR GENEREAZĂ TRANSFER
```

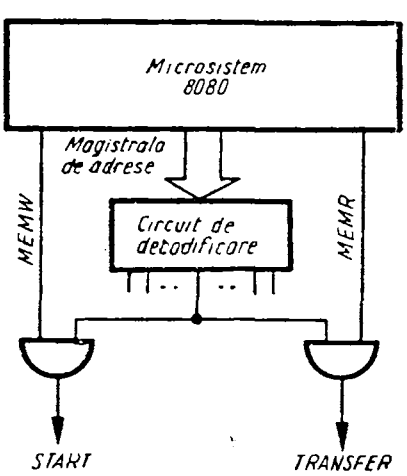


Fig. 5.13. Schema circuitelor și segmentul de program care realizează generarea semnalelor *START* și *TRANSFER* pentru un convertor *D/N*.

○ **Se subliniază faptul că** deoarece semnalul *TRANSFER* este asociat cu operația de introducere în microsistem a rezultatului conversiei, pentru generarea lui se utilizează o instrucțiune de intrare (încărcare a acumulatorului) și nu o instrucțiune de ieșire.

● **Funcția de comandă a comunicației între blocuri.** Circulația informației între blocurile *AEMC* cu microprocesor se realizează prin rețele de comunicație de tip magistrală. Necesitatea vehiculării de semnale analogice, respectiv de date numerice, așa cum s-a arătat deja, conduce la utilizarea de magistrale analogice, respectiv numerice.

Magistralele analogice sînt unidirecționale și asigură comunicația între blocurile analogice. Accesul pe magistrală, respectiv ieșirea de pe magistrală se realizează prin circuite de multiplexare analogică, așa cum se arată în figura 5.14. Selecția sursei și a destinatarului este făcută de microsistem, prin intermediul a două cuvinte de comandă, de cîte 2 biți fiecare, aplicate decodificatoarelor din multiplexoare.

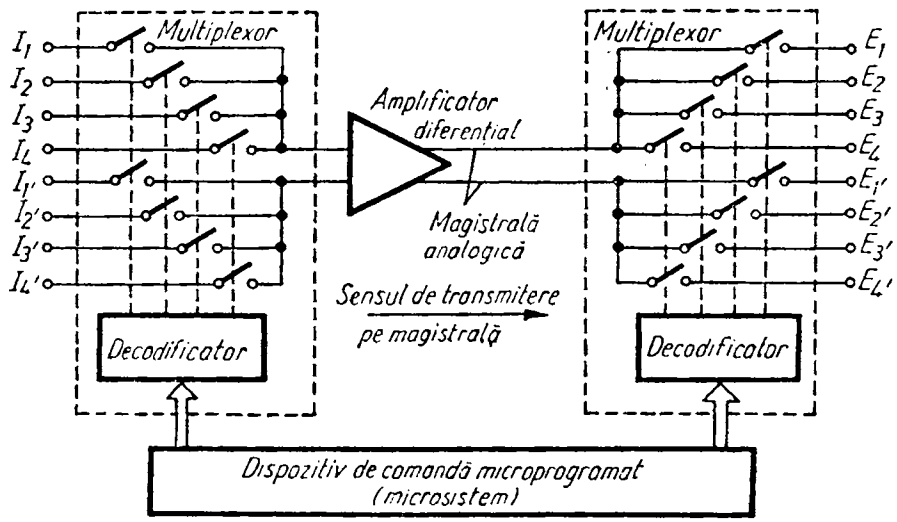


Fig. 5.14. Conectarea unui microsistem pentru controlul circulației informației pe o magistrală analogică.

Magistralele numerice, bidirecționale, realizează comunicația între microsistem și blocurile cu intrare și/sau ieșire numerică, respectiv comunicația direct între aceste blocuri. În primul caz există mai multe modalități de efectuare a transferului de date: prin program, prin întreruperi sau transfer de tip *DMA*. Opțiunea pentru o procedură sau alta dintre cele enumerate este determinată de relația existentă între ciclul microprocesorului și viteza cu care sînt furnizate, respectiv pot fi recepționate datele de către blocul corespondent.

Conectarea blocurilor numerice rapide la microsistem. Blocurile numerice rapide se caracterizează prin intervale scurte de timp între două transferuri succesive de date, de ordinul a cîtorva cicluri de microprocesor sau mai puțin. Tehnica cea mai eficientă, sub aspectul vitezei de vehiculare a datelor, o constituie transferul de tip *DMA*, prezentat în §5.2.1. În cele mai multe situații prezente în *AEMC* cu microprocesor, controlul transferului de date de la blocurile numerice rapide poate fi realizat prin program, utilizînd *tehnica așteptării în buclă* sau făcînd uz de *posibilitatea de trecere a microprocesorului în starea de așteptare*. Aceste două metode vor fi exemplificate, în continuare, pe cazul particular al interfațării unui convertor *A/D* rapid la un microprocesor 8080.

Tehnica așteptării în buclă necesită schema de interconectare dată în figura 5.15, *a*. În figura 5.15, *b* este indicată organigrama segmentului de program care realizează conversia și transferul datelor. Semnalele *START* și *TRANSFER*, cu rolul cunoscut, sînt generate așa cum s-a arătat mai înainte. În intervalul dintre cele două semnale microsistemul execută repetat o instrucție sau un grup de instrucțiuni, fără nici un alt efect decît consumarea timpului necesar pentru efectuarea conversiei.

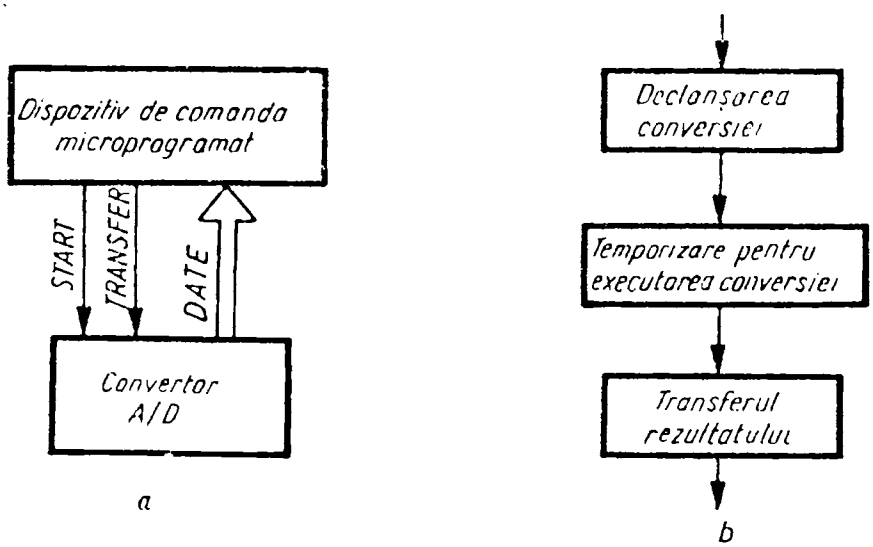


Fig. 5.15. Conectarea la microprocesor a unui convertor *A/D* rapid, în cazul utilizării procedeului așteptării în buclă *(a)* și organigrama segmentului de program pentru realizarea conversiei *(b)*.

A doua posibilitate de conectare la microprocesor a unui convertor *A/D* rapid o reprezintă cea în care este *tratat ca o memorie lentă*. Schema de interconectare și organigrama segmentului de program pentru realizarea conversiei și transferul rezultatului sînt prezentate în figura 5.16. Deosebirea față de

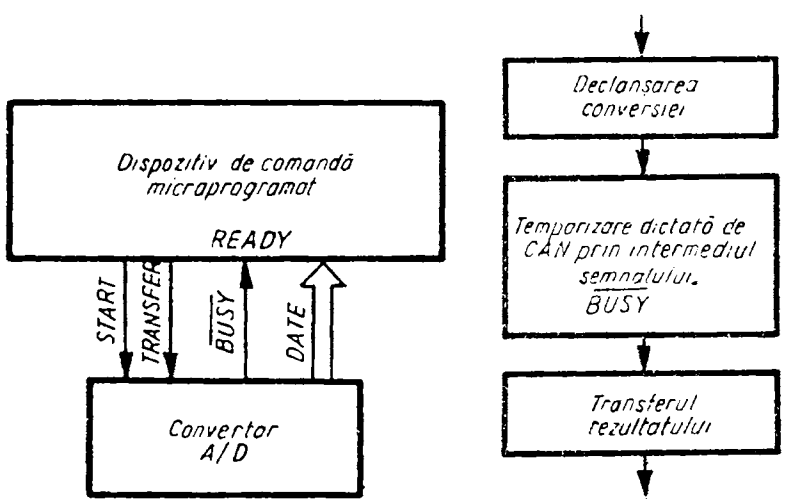


Fig. 5.16. Schema de conectare la microprocesor a unui convertor *A/D* rapid, tratat cu o memorie lentă și organigrama segmentului de program aferent.

metoda precedentă constă în faptul că temporizarea între momentele generării semnalelor *START* și *TRANSFER* nu se realizează prin execuția repetată a unei instrucțiuni, ci prin trecerea microprocesorului în stare de așteptare. În acest scop, se menține pe **0** logic intrarea *READY* a microprocesorului, cu ajutorul semnalului $\overline{BUSY}$ furnizat de convertor (pe durata conversiei $\overline{BUSY} = 0$).

Conectarea blocurilor numerice lente. Metodele prezentate sînt neconvenabile în cazul blocurilor numerice lente, deoarece s-ar consuma prea mult din timpul de calcul numai pentru a se aștepta un nou transfer de date.

Un procedeu care se recomandă în aceste situații constă în *controlul periodic, prin program, al stării blocului numeric și declanșarea transferului în momentul în care datele sînt disponibile, respectiv pot fi acceptate.*

Revenind la exemplul cu interfațarea unui convertor *A/D* la un microprocesor (fig. 5.17), după declanșarea conversiei prin tehnica cunoscută este necesar controlul periodic, prin program, al stării convertorului (fanionul de stare). În momentul depistării sfîrșitului conversiei se realizează transferul rezultatului.

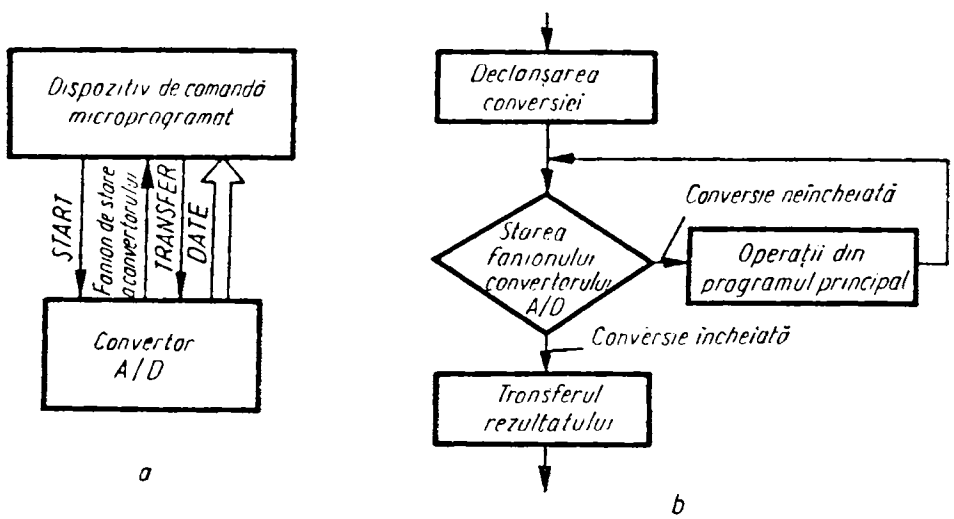
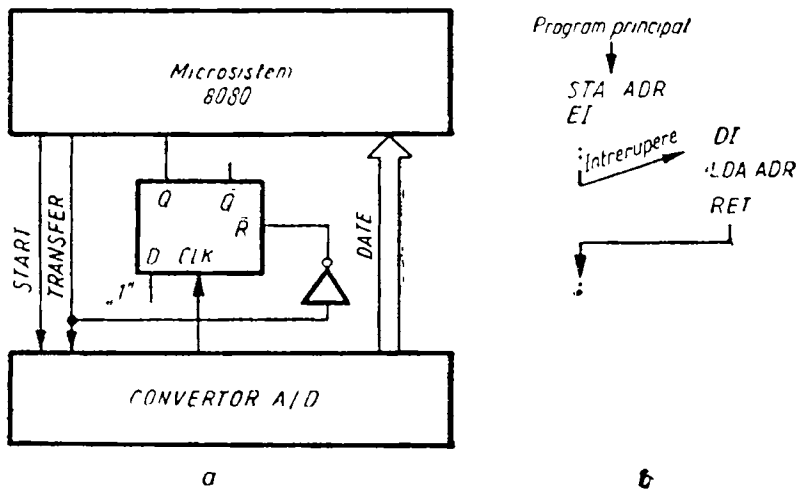


Fig. 5.17. Conectarea la microprocesor a unui convertor *A/D* lent, în cazul utilizării tehnicii așteptării în buclă. Schema *(a)* și organigrama segmentului de program corespunzător *(b)*.

O exploatare mai eficientă a resurselor microsistemului este oferită de *tehnica întreruperilor*, în special dacă este necesar controlul transferului de date simultan de la mai multe blocuri numerice.

În cazul simplu al conectării unui convertor *A/D* lent la un microprocesor, făcîndu-se uz de facilitatea de întrerupere, o schemă posibilă este cea reprezentată în figura 5.18, *a*. Pentru generarea semnalului de întrerupere se folosește semnalul $\overline{BUSY}$, avînd valoarea **0** logic pe durata conversiei. Deoarece întreruperea trebuie să se producă doar la sfîrșitul conversiei, semnalul *BUSY* trebuie mascat pînă în momentul terminării lui. Din figura 5.18, *a* rezultă că această condiție este satisfăcută, comutarea în starea **1** a bistabilului de tip *D* avînd loc în momentul apariției frontului de ridicare al semnalului $\overline{BUSY}$ (fig. 5.18, *c*).

Secvența instrucțiunii care declanșează conversia și realizează transferul datelor este reprezentată în figura 5.18, *b*. După inițierea conversiei prin instrucțiunea *STA ADR*, următoarea instrucțiune *EI* validează sistemul de întreruperi al microprocesorului. Programul principal continuă cu alte instrucțiuni, pînă în momentul în care $INT = 1$. Apariția acestui semnal, în condițiile validării sistemului de întreruperi, determină saltul la subprogramul



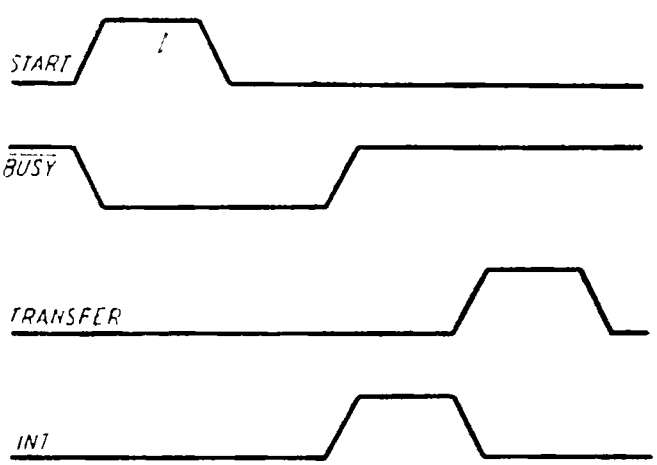


Fig. 5.18. Conectarea la microprocesor a unui convertor *A/D* lent, utilizînd tehnica întreruperilor: *a* — structura interfeței; *b* — programul pentru declanșarea conversiei și transferul rezultatului; *c* — diagramele de timp privind comportarea circuitelor de interfață.

de tratare a cererii de întrerupere adresată de convertor. Prima instrucțiune din subrutină, *DI*, invalidează sistemul de întreruperi al microprocesorului, astfel încît orice altă eventuală cerere de întrerupere, provenind de la oricare alt bloc sau periferic, este ignorată pînă la terminarea subprogramului în curs de execuție. Prin instrucțiunea *LDA ADR* datele rezultate în urma conversiei sînt încărcate pe magistrala de date și sînt transferate în acumulator.

● **Controlul comunicației cu panoul de comandă și sistemul de afișaj.** Creșterea versatilității aparaturii de măsurat, ca urmare a implementării microprocesoarelor, a condus, într-o primă etapă, la complicarea excesivă a panoului de comandă.

Soluția adoptată în prezent constă în **utilizarea unei claviaturi alfanumerice, prin care operatorul comunică dispozitivului de comandă operațiile ce trebuie executate.** Se va remarca că indiferent de numărul de funcții distincte, posibile, asigurate de aparat, apelarea acestora este posibilă utilizînd o singură claviatură alfanumerică, fapt ce reduce considerabil numărul organelor de reglare de pe panoul de comandă.

Comunicația operator-aparat care se desfășoară, de fapt, sub forma unui dialog, este înlesnită de existența unui sistem de afișaj lesne de interpretat, ca urmare a utilizării indicației alfanumerice. Informația afișată constă din succesiunea de comenzi date de operator, unele indicații de operare, precum și rezultatele măsurărilor respectiv ale calculelor efectuate.

Schema unui *dispozitiv de introducere a datelor, utilizînd o tastatură organizată sub forma unei matrici cu 64 de puncte*, este reprezentată în figura 5.19. Prin apăsarea uneia dintre cele 64 de taste, sînt interconectate o linie de scrutare x_i cu o linie de ieșire y_j. În funcție de perechea de valori (i, j), codificatorul generează codul corespunzător tastei acționate. Această operație se face simplu, în urma consultării unui tabel depus într-o memorie *ROM*. Codificatorul furnizează, totodată, semnalul *DAV* de validare a datelor, care este testat periodic de microprocesor. În momentul în care se constată că $DAV=1$, codul este transferat în microsistem. Confirmarea preluării caracterului se face prin linia *DAC*, de acceptare a datelor.

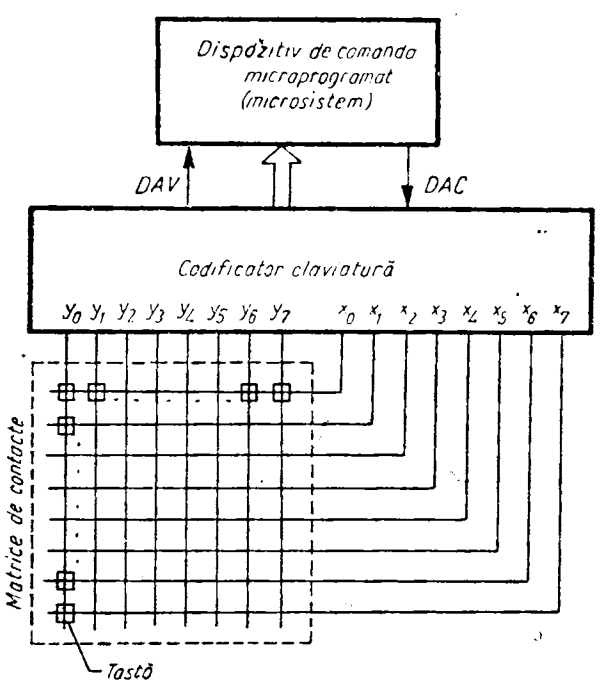


Fig. 5.19. Schema unui dispozitiv de introducere a datelor utilizînd o tastatură alfanumerică.

Conectarea tastaturii se poate face și **direct la microsistem,** identificarea tastei apăsate realizîndu-se prin program. Una dintre metodele utilizate în acest scop, de *inspecție secvențială*, constă în comutarea unui bit cu valoarea **0** pe rînd la fiecare linie x_i a matricii, celelalte linii fiind menținute la **1**. Identificarea se produce în momentul detectării valorii logice **0** la ieșirea uneia dintre coloanele y_j ale matricii. În funcție de punctul de intersecție a liniei care are aplicat în acel moment semnalul logic **0**, cu coloana la care este selectat acest semnal, se stabilesc coordonatele tastei apăsate.

Pentru afișarea informației se utilizează dispozitive avînd drept unitate fizică de afișaj fie o matrice cu *LED*-uri, fie un tub catodic. *O structură de*

dispozitiv de afișaj cu LED-uri, comandată de un microsistem și avînd opt elemente cu șapte segmente fiecare, este reprezentată în figura 5.20. Fiecare element, de tipul cu anodul comun, permite afișarea unei cifre urmate de un punct zecimal. În scopul reducerii numărului de circuite utilizate, elementele sînt activate dinamic. În acest scop, catozii de același nume ai tuturor celor opt elemente sînt legați între ei, iar anozii sînt acționați separat, de la cîte o ieșire a decodificatorului. Comutarea afișării de la un rang zecimal la celălalt are loc la modificarea conținutului numărătorului binar cu trei ranguri, ca urmare a impulsurilor de comandă cu frecvența de cca 1 kHz, furnizate de un oscilator. Pentru fiecare stare a numărătorului dintre cele opt posibile, se obține un **1** logic la cîte o ieșire a decodificatorului, fapt ce determină afișarea în rangul zecimal conectat la acea ieșire.

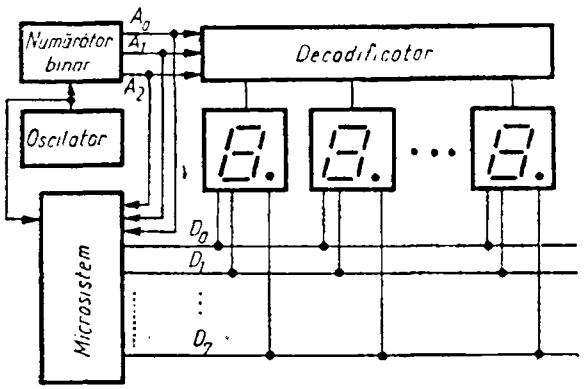


Fig. 5.20. Structura unui dispozitiv de afișaj cu *LED*-uri, comandat de un microsistem.

Impulsurile generate de oscilator inițiază, de asemenea, procedeul *DMA* pentru extragerea codului cifrei care se afișează și care servește pentru comanda catozilor elementelor cu *LED*-uri. Datele ce urmează a fi extrase se găsesc depuse într-o zonă specială a memoriei *RAM*, la adrese avînd ultimii 3 biți, mai puțin semnificativi, tocmai biții $A_2\ A_1\ A_0$ de la ieșirile numărătorului binar. Se asigură astfel baleierea sincronă a elementelor de afișaj și a zonei speciale de afișaj din memoria *RAM*. Datele sînt memorate direct în forma corespunzătoare codului de șapte segmente, conversia în acest cod, din celelalte coduri utilizate în microsistem (*hexazecimal*, *BCD*, *ASCII* etc.), realizîndu-se prin program.

Dacă este necesară *afișarea simultană a unui număr mai mare de caractere alfanumerice*, de ordinul zecilor, se utilizează în acest scop *tubul catodic*. Un caracter poate fi afișat pe ecran cu ajutorul unei matrici de 5×7 puncte, așa cum se arată în figura 5.21. În timpul baleiajului pe orizontală spotul

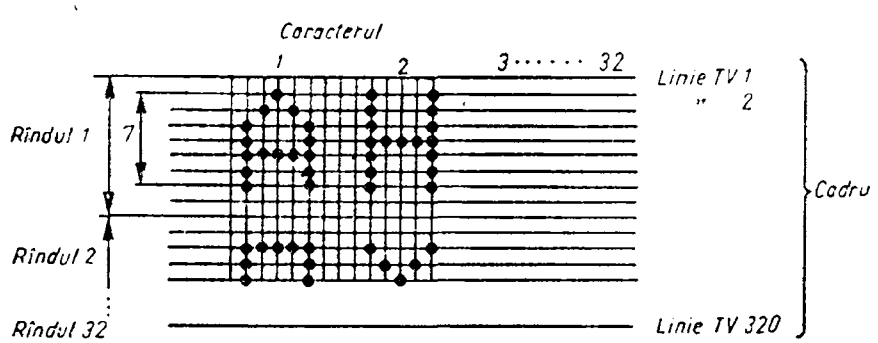


Fig. 5.21. Principiul de afișare a unui caracter pe un ecran *TV*.

este modulat în intensitate, astfel încît punctele luminoase să apară pe ecran acolo unde sînt marcate în figură punctele negre. Un rînd de caractere cuprinde 10 linii, dintre care prima este nefolosită, următoarele șapte servesc la conturarea caracterului prin puncte și ultimele două formează distanța între rînduri. Între două caractere din același rînd se lasă o distanță egală cu cea necesară pentru trei puncte. Rezultă că pe o linie sînt necesare $5 + 3 = 8$ puncte pentru fiecare caracter.

Din figura 5.21 se desprinde concluzia că fiecare caracter trebuie memorat nu printr-un singur cod binar, ci sub forma imaginii sale de pe ecran. Pentru caracterele indicate în figura 5.21, ar fi necesar ca la adresa ADR să se memoreze octetul **00010000**, ce corespunde primei linii din caracterul A, la adresa $ADR + 1$ să se memoreze octetul **01000100**, corespunzător primei linii din H și în mod analog pentru următoarele caractere din prima linie, respectiv din liniile care urmează. În timpul afișării, cînd spotul descrie linia a doua, octetul de la adresa ADR se va încărca într-un registru și cifra binară ce rezultă prin deplasări succesive la stînga ale conținutului registrului va servi la modularea în intensitate a spotului. Dacă cifra binară este zero, spotul va fi blocat și dacă această cifră este 1 spotul va provoca iluminarea ecranului.

○ **În legătură cu procedeul de afișaj descris, trebuie făcută următoarea observație. Considerînd că durata utilă a unei linii este de 52 μs, la fel ca și în televiziune, și că sînt afișate 32 de caractere într-un rînd, încărcarea registrului de deplasare cu un nou octet din memoria *RAM* trebuie să se facă la intervale de 52 : 32 = 1,6 μs. O asemenea viteză de citire a memoriei nu poate fi asigurată de către microprocesoarele uzuale. De aceea, *circuitul de interfață cu microsistemul al dispozitivului de afișaj trebuie să asigure citirea octeților prin procedeul de acces direct la memorie (DMA).***

Din considerente de reducere a zonei de memorie ocupată, caracterele sînt memorate în *RAM* de regulă sub forma unui singur octet (codul *ASCII*, *EBCDIC*) și nu sub forma imaginii lor prin puncte pe ecran (fig. 5.21). Recodificarea informației în vederea afișării este posibilă, în principiu, prin program. Cu toate acestea, date fiind limitările de viteză introduse de microprocesor, pentru recodificare se utilizează un circuit integrat, de tip memorie *ROM*, numit „generator de caractere". În figura 5.22 se prezintă modul de lucru al unui generator de caractere.

Intrările D_{5-0} servesc pentru adresarea unuia dintre cele 64 de caractere memorate în *ROM*, în timp ce intrările r_0, r_1, r_2 asigură selecția liniei din ma-

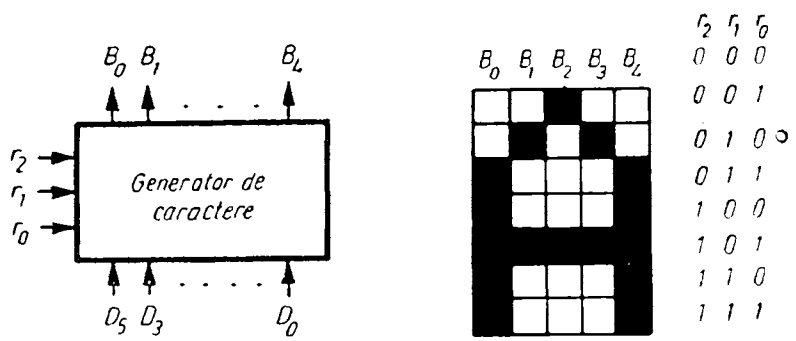


Fig. 5.22. Generatorul de caractere.

tricea prin care este reprezentat caracterul. Dacă la intrările $D_{5\ 0}$ este aplicată adresa **00001** și intrările r_2, r_1, r_0 se găsesc în starea **0**, atunci ieșirile B_{4-0} vor fi toate în starea **0**. Pentru aceeași adresă de intrare, dacă r_2, r_1, r_0 trec în starea **001**, atunci numai ieșirea B_2 va fi în starea **1**. Din figura 5. 22 rezultă că prin modificarea intrărilor r_{2-0}, la ieșirile B_{4-0} se obțin cele șapte linii ale matricii caracterului A.

Cu precizările de mai sus, legăturile principale ale schemei de interfață cu un microsistem realizat cu microprocesorul 8080 se prezintă ca în figura **5.23.** Circuitele de numărare generează impulsurile H și V pentru sincronizarea blocului de baleiaj. Aceleași circuite furnizează impulsurile pentru comanda

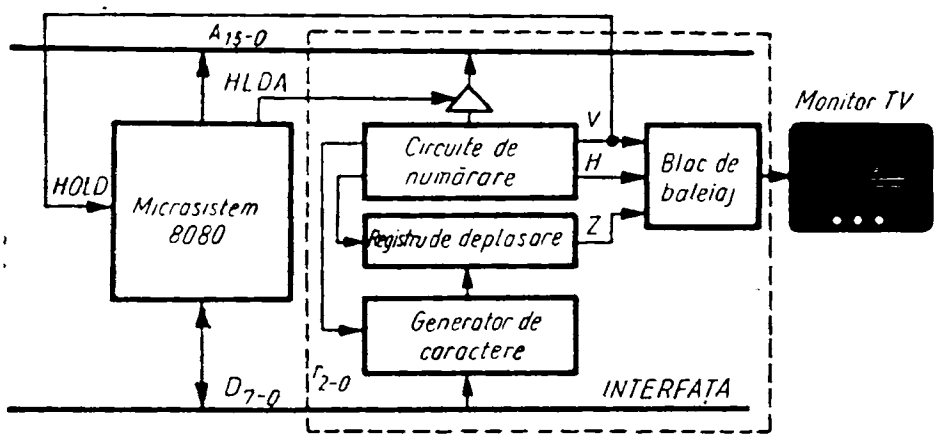


Fig. 5.23. Structura și modul de conectare al interfeței *TV*.

registrului de deplasare, biții $r_2\ r_1\ r_0$ precum și adresele de la care urmează a fi extrase codurile D_{8-0}. Pe durata unui cadru semnalul $HOLD = 1$ determină suspendarea activității proprii a microprocesorului și eliberarea magistralelor de date și adrese. Semnalul *HOLDA*, de recunoaștere a cererii de transfer *DMA* validează apoi încărcarea magistralei de adrese cu adresele furnizate succesiv de circuitele de numărare; totodată, codurile primite pe magistrala de date comandă intrările generatorului de caractere, iar ieșirile acestui circuit sînt transferate în registrul cu deplasare. În urma deplasării conținutului acestui registru rezultă semnalul Z, care realizează modularea în intensitate luminoasă a spotului.

5.4.2. FUNCȚIA DE CORECȚIE A ERORILOR INTRODUSE DE BLOCURILE COMPONENTE

Precizia și stabilitatea parametrilor ce caracterizează funcționarea blocurilor de prelucrare analogică, a convertoarelor A/D și D/A este determinată de precizia elementelor constitutive, de stabilitatea parametrilor acestora în timp și la modificarea factorilor de influență externă (temperatură, umiditate, tensiuni de alimentare). În consecință, o cale posibilă de îmbunătățire a performanțelor constă în *utilizarea unor componente cu parametrii bine cunoscuți și îmbătrînite artificial, compensarea efectelor variației de temperatură sau practicarea termostatării, stabilizarea tensiunilor de alimentare* etc. Mijloacele enumerate prezintă dezavantaje prin aceea că implică tehnologii laborioase

sau conduc la complicații de ordin constructiv, fără ca rezultatele obținute să fie întotdeauna satisfăcătoare.

Implementarea microprocesoarelor în aparatura de măsurat oferă noi posibilități de creștere a performanțelor blocurilor componente. Dintre acestea se menționează *calibrarea automată la intervale de timp impuse de stabilitatea circuitelor, corecția abaterilor punctuale ale caracteristicilor de transfer, efectuarea de corecții funcție de temperatura mediului ambiant.*

● **Un exemplu ilustrativ de corecție a erorilor utilizînd microprocesorul,** îl constituie **voltmetrul numeric avînd structura dată în figura 5.24.** Schema asigură corecția automată a ofsetului și cîștigului precum și eliminarea abaterilor punctuale ale caracteristicii de transfer a aparatului. O măsurare comportă trei etape, după cum urmează.

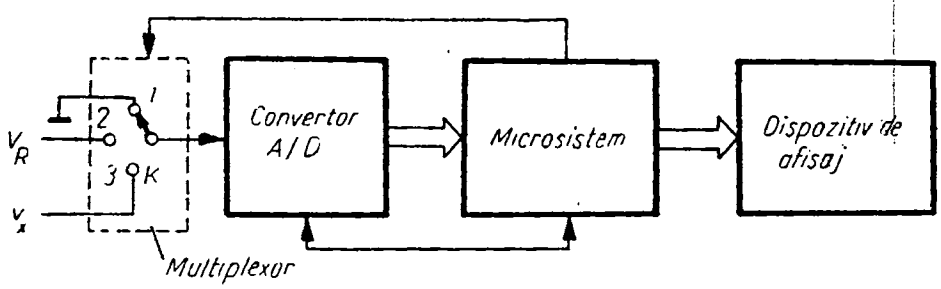


Fig. 5.24. Voltmetru numeric cu corecția automată a decalajului și cîștigului, utilizînd un microsistem de calcul.

Într-o primă etapă, microsistemul comandă conectarea la masă a intrării convertorului *A/D* (*K* în poziția *1*) și efectuarea, în aceste condiții, a unei măsurări. Codul n_d rezultat în urma conversiei analog-digitale și care reprezintă ofsetul voltmetrului este memorat temporar.

În etapa următoare (*K* în poziția *2*), se convertește numeric o tensiune de referință V_R, a cărei valoare este rezidentă în memoria *ROM* a microsistemului. Această măsurare se execută în vederea corecției cîștigului voltmetrului, conform următorului principiu expus pe baza figurii 5.25. Dacă se presupune că voltmetrul corectat are o caracteristică de transfer $n_x = f(v_x)$, care față de caracteristica de transfer ideală se prezintă ca în figura 5.25, adică se asigură cîștigul $A' = \text{tg}\alpha' \neq 1$ și ofsetul este nul, se poate scrie:

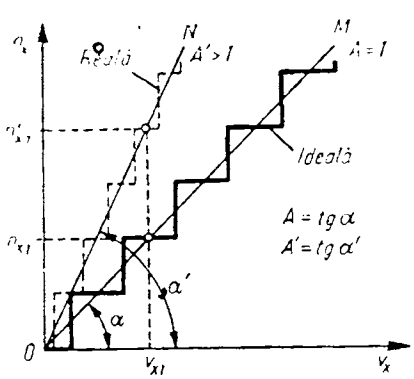


Fig. 5.25. Caracteristicile de transfer în cazul unui voltmetru ideal respectiv în cazul unui voltmetru real.

$$\frac{n_{x1}}{n'_{x1}} = \frac{\text{tg}\,\alpha}{\text{tg}\,\alpha'} = k. \qquad (5.1)$$

În relația de mai sus n_{x1} și n'_{x1} semnifică indicațiile unui voltmetru ideal respectiv a voltmetrului corectat, pentru o aceeași tensiune v_{x1} aplicată ambelor aparate. Se observă că pentru obținerea rezultatului corect este suficient să se înmulțească rezultatul eronat n'_{x1} cu un factor de corecție constant, $k = \text{tg}\,\alpha/\text{tg}\,\alpha'$, adică:

$$n_{x1} = kn'_{x1}. \qquad (5.2)$$

Valoarea lui k poate fi lesne determinată, deoarece pentru cazul particular $v_{x1} = V_R$ este valabilă egalitatea (vezi rel. 5.1)

$$\frac{N_R}{N'_R} = \frac{\operatorname{tg} \alpha}{\operatorname{tg} \alpha'} = k. \tag{5.3}$$

Prin N_R și N'_R au fost notate valoarea corectă a referinței V_R respectiv valoarea acestei tensiuni obținută prin măsurare. Din relațiile (5.2), (5.3) rezultă

$$n_x = \frac{N_R}{N'_R} n'_x, \tag{5.4}$$

egalitate pe baza căreia se poate efectua corecția, N_R fiind cunoscut.

Este important de remarcat faptul că din rezultatul obținut la măsurarea lui V_R trebuie scăzut ofsetul n_d, deoarece la stabilirea relației (5.4) s-a presupus că voltmetrul are o caracteristică de transfer cu ofsetul nul (vezi fig. 5.25).

Măsurarea propriu-zisă are loc *în ultima etapă*, cînd la intrarea convertorului A/D este aplicată tensiunea v_x (K în poziția *3*). Rezultatul corect se obține scăzînd decalajul n_d din valoarea obținută în urma conversiei și înmulțind această diferență cu factorul de corecție k, determinat conform relației (5.3).

Efectuarea operațiilor descrise mai sus asigură alinierea în două puncte a caracteristicii de transfer a voltmetrului corectat. Diferențele ce apar în celelalte puncte între caracteristica ideală și cea reală, ca urmare a erorilor de neliniaritate, sînt memorate de microsistem și servesc la corecția valorilor măsurate. De regulă, valoarea unei corecții este valabilă într-o anumită zonă a caracteristicii de transfer. Înscrierea în memoria *EPROM* a microsistemului a tabelelor de corecție se efectuează în cursul unor operații de calibrare, efectuate „off-line", și care sînt repetate la anumite intervale de timp.

● La unele aparate de măsurat, mai evoluate, există **posibilitatea obținerii „on-line" a tabelelor de corecție.** În acest scop, se aplică la intrarea aparatului mărimea etalon și se compară răspunsul real cu codul numeric al răspunsului ideal corespunzător. Acesta din urmă este furnizat de instalația care generează mărimea etalon și este comunicat microsistemului prin interfața numerică a aparatului. Microsistemul calculează corecțiile și le înscrie, singur, în memoria *EPROM*.

Corecția punctuală a caracteristicilor de transfer prezintă un interes deosebit în cazul liniarizării caracteristicilor traductoarelor. Utilizarea la același aparat a mai multor traductoare, cu intervale de măsurare diferite, impune memorarea de tabele de corecție individuale pentru fiecare traductor. Microsistemul oferă posibilitatea manipulării facile a acestor tabele, permițînd comutarea fără dificultăți de la un traductor la altul. Totodată, schimbarea unui traductor în caz de defectare cu altul, avînd caracteristici apropiate nu impune modificări de circuit în aparat, ci o reprogramare a memoriei *EPROM* a microsistemului.

5.4.3. FUNCȚIA DE CREARE PRIN PROGRAM A BLOCURILOR ANALOGICE VIRTUALE

Noțiunea de *bloc* sau *modul virtual* a fost introdusă ca denumire pentru funcțiile analogice realizabile prin hard, dar care sînt implementate prin soft. Dintre tipurile de module virtuale mai frecvent utilizate se menționează

filtrele, convertoarele de valoare medie, convertoarele de valoare efectivă, detectoarele de vîrf, modulul pentru calculul transformatei Fourier rapide etc. Toate aceste funcții se realizează prin prelucrarea numerică a eșantioanelor semnalului, în conformitate cu expresia matematică ce definește funcția respectivă.

Avantajul realizării unor funcții prin module virtuale rezidă în costul mai scăzut, datorită faptului că extinderile necesare pentru partea de hard sînt neglijabile, acestea fiind substituite de o dezvoltare corespunzătoare a sistemului de programe.

Ca *dezavantaje* se remarcă limitarea spectrului semnalelor ce pot fi prelucrate, datorită unei frecvențe reduse de prelevare a eșantioanelor, impusă de timpul relativ mare de calcul al microsistemelor uzuale.

Realizarea în prezent a aparaturii de măsurat în construcție modulară face posibilă achiziționarea unui aparat prevăzut cu toate funcțiile, unele dintre ele implementate prin soft, urmînd ca modulele virtuale să fie înlocuite ulterior cu module hard, în scopul extinderii performanțelor.

5.4.4. TESTAREA BLOCURILOR COMPONENTE DEFECTE

Testarea de către operatorul uman a funcționării corecte a *AEMC* conduse cu microprocesor este dificilă, datorită complexității deosebite a circuitelor, precum și a multitudinii de funcții pe care acestea le realizează. De aceea s-a impus ideea *testării automate, cu ajutorul microsistemului*, a blocurilor componente precum și a aparatului în ansamblu, conform unor programe de test. În funcție de complexitatea acestor programe microprocesorul poate indica diagnosticul de aparat defect sau de funcționare corectă, respectiv poate identifica blocul defect, în cazul apariției unei defecțiuni. Dacă se impune localizarea defecțiunii la nivelul blocurilor, trebuie prevăzută posibilitatea izolării blocurilor, precum și a generării unor secvențe numerice sau analogice cu rol de stimuli ai circuitelor testate. Sub controlul microprocesorului sînt efectuate conexiunile necesare pentru verificarea bunei funcționări a blocurilor, folosindu-se și blocurile verificate anterior.

Operația de testare constă în aplicarea stimulilor la intrarea blocurilor și stabilirea corectitudinii semnalelor la ieșire. Programele de testare sînt apelate fie la conectarea aparatului, fie la comanda operatorului sau periodic. În ultimul caz, operația de testare se execută întrețesut cu procesele de măsurare și prelucrare a datelor.

5.5. SISTEME DE MĂSURARE CU APARATURĂ PROGRAMABILĂ

Aparatele de măsurat cu microprocesor prezintă caracteristica favorabilă că pot fi reunite într-un sistem complex de măsurare și prelucrare a rezultatelor, coordonat de un calculator. Într-un asemenea sistem, funcțiile realizate de fiecare aparat component pot fi comandate fie de la panoul propriu, fie de la consola calculatorului. În acest scop, aparatura de măsurat trebuie să fie programabilă, adică diferitele funcții pe care le realizează să poată fi apelate prin intermediul unor semnale logice, aplicate din exterior.

Principala problemă ce trebuie soluționată în vederea elaborării unui sistem de măsurare cu aparatură programabilă o constituie dialogul între elementele componente ale sistemului. Suportul fizic care asigură acest dialog cuprinde circuitele de interfață, proprii fiecărui aparat inclus în sistem și o rețea de comunicație de tip magistrală. Posibilitatea de realizare a unui sistem complex este mult ușurată și la un preț neprohibitiv, dacă interfețele utilizate sînt standardizate. Un standard de interfață definește toate mărimile mecanice, electrice și funcționale care sînt necesare proiectantului de aparat, respectiv proiectantului de sistem, în scopul asigurării compatibilității tuturor elementelor incluse în sistem, prin intermediul unei magistrale. Dintre standardele deja implementate în echipamentele accesibile pe piață, s-a impus în atenția utilizatorilor standardul cunoscut sub denumirea „Interfață digitală pentru aparatura programabilă", IEEE Standard 488.

5.5.1. STRUCTURA ȘI FUNCȚIONAREA UNUI SISTEM REALIZAT CU INTERFAȚA IEEE 488

Concepția standardului IEEE 488 permite realizarea de configurații de sisteme cu maximum 15 aparate de măsurat, conectate la o magistrală cu lungimea maximă de 20 m și care asigură o capacitate de transfer a informației de cel mult 1 Mbyte/s.

● **Structura unui sistem de măsurare,** conform standardului IEEE 488, este reprezentată în figura 5.26. Aparatele incluse în sistem pot fi: surse de tensiune programabile, generatoare programabile de semnal, aparate de măsurat, dispozitive de memorare, dispozitive de afișare, echipamente de calcul, dispozitive de intrare/ieșire etc. În cadrul dialogului din sistem, un aparat poate îndeplini una sau mai multe din următoarele funcții: de *ascultare*, dacă recepționează mesaje de pe magistrală, de *vorbire*, dacă transmite mesaje, și de *coordonare* (fig. 5.26). În general, la magistrală se conectează un singur aparat care îndeplinește funcția de coordonator (controlerul). Simultan poate fi activat doar un singur „vorbitor", putînd asculta mai mulți „ascultători".

● **Transferul de date** în sistem se face prin intermediul a două grupuri de linii:

– opt linii bidirecționale pentru date (magistrala de date): *DIO* 1 ... *DIO* 8. Un mesaj transmis pe aceste linii poate reprezenta: adresa unui aparat, o comandă pentru interfață (simultan pentru toate aparatele), cuvîntul de stare al unui aparat, instrucțiunile de programare pentru un aparat, rezultate ale măsurătorilor sau date calculate;

– trei linii de control al transferului de date (magistrala de control), ale căror semnale, active în starea *L*, prezintă următoarea semnificație:

DAV (*Data Valid*), este comandat pe nivel *L* de către serviciul generator de protocol al aparatului sursă (vorbitor), în intervalul cînd octetul de pe magistrala de date poate fi citit de aparatele acceptoare (ascultătoare);

NRFD (*Not Ready for Data*), indică pe nivel *L* că nu toate aparatele acceptoare sînt încă gata să primească octetul depus pe magistrala de date de către aparatul sursă;

NDAC (*Not Data Accepted*) indică pe nivel *L* că nu toate aparatele acceptoare au citit octetul de pe magistrala de date.

Semnalele de protocol *NRFD* și *NDAC* sînt formate prin participarea tuturor serviciilor de acceptare de protocol, de la toate aparatele acceptoare. Sesizarea unui nivel *H* pe linia *NRFD* sau linia *NDAC* este posibilă numai

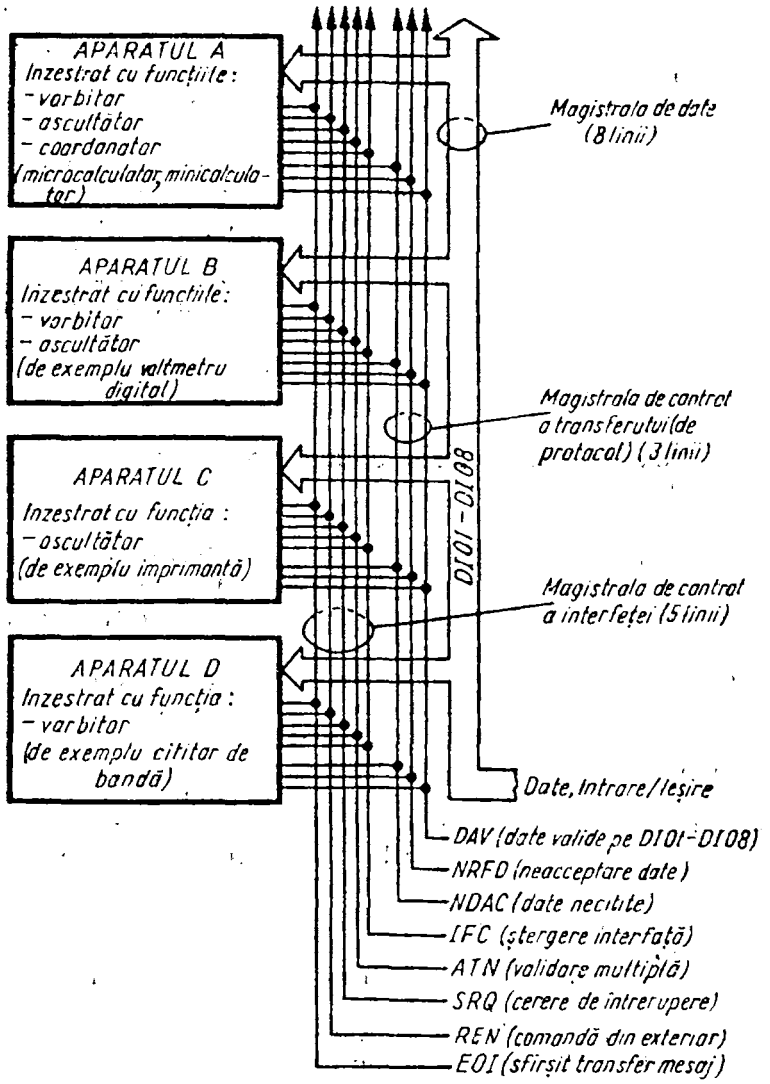


Fig. 5.26. Structura unui sistem de măsurare realizat cu interfață *IEEE 488*.

atunci cînd toate aparatele acceptoare sînt gata să primească octetul de pe magistrala de date, respectiv toate l-au citit. În acest fel, transferul se realizează la viteza celui mai lent aparat „ascultător", participant la convorbire.

Schimbul de date are loc asincron, prin așa-numita procedură „handshake". În figura 5.27 se prezintă organigrama corespunzătoare dialogului dintre un aparat sursă și mai multe aparate acceptoare.

Înainte de apariția unui octet de date pe *DIO* 1 — *DIO* 8, de la un aparat sursă, semnalul *DAV* are nivel logic *H*, iar semnalele *NRFD* și *NDAC* sînt la nivel *L*. Sursa verifică dacă sînt îndeplinite condițiile de protocol (*NRFD* = = *L*, *NDAC* = *L*) și aplică datele pe magistrală, fără ca acestea să fie încă validate pentru citire. După ce toți acceptorii sînt pregătiți pentru recepționarea octetului, fapt semnalat prin nivelul *H* al semnalului *NRFD*, datele

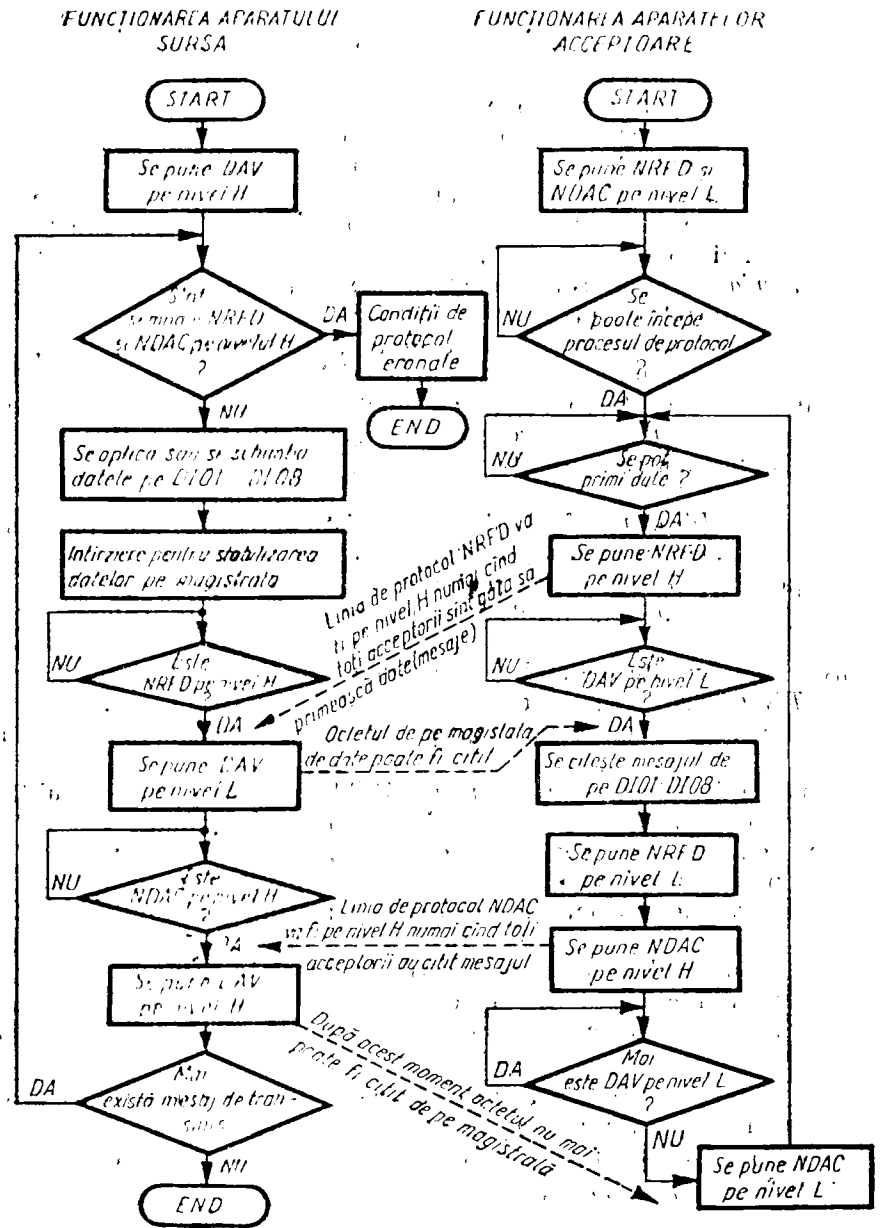

FUNCȚIONAREA APARATULUI SURSĂ
FUNCȚIONAREA APARATELOR ACCEPTOARE
START
Se pune DAV pe nivel H
Sînt semnalele NRFD și NDAC pe nivelul H ?
DA
Condiții de protocol eronate
END
NU
Se aplică sau se schimbă datele pe DIO1 ... DIO8
Întîrziere pentru stabilizarea datelor pe magistrală
NU
Este NRFD pe nivel H ?
DA
Se pune DAV pe nivel L
NU
Este NDAC pe nivel H ?
DA
Se pune DAV pe nivel H
Mai există mesaj de transmis ?
DA
NU
END
START
Se pune NRFD și NDAC pe nivel L
NU
Se poate începe procesul de protocol ?
DA
NU
Se pot primi date ?
DA
Se pune NRFD pe nivel H
NU
Este DAV pe nivel L ?
DA
Se citește mesajul de pe DIO1 ... DIO8
Se pune NRFD pe nivel L
Se pune NDAC pe nivel H
Mai este DAV pe nivel L ?
DA
NU
Se pune NDAC pe nivel L
Linia de protocol NRFD va fi pe nivel H numai cînd toți acceptorii sînt gata să primească date(mesaje)
Octetul de pe magistrală de date poate fi citit
Linia de protocol NDAC va fi pe nivel H numai cînd toți acceptorii au citit mesajul
După acest moment octetul nu mai poate fi citit de pe magistrală

Fig. 5.27. Procesul de protocol ; *a)* organigrama pentru aparatul sursă ; *b)* organigrama pentru aparatele acceptoare.

devin disponibile (*DAV* primește nivelul *L*) și sînt efectiv preluate de ascultători. O dată cu recepționarea octetului de date, linia *NDAC* va ajunge la nivel logic *H*, ceea ce va determina comutarea liniei *DAV* la același nivel *H*, permițînd încărcarea unui nou octet pe magistrală.

● **Controlul circuitelor de interfață** este asigurat prin cinci linii, care alcătuiesc împreună magistrala de control a interfeței (v. fig. 5.26).

Semnalele vehiculate pe această magistrală, active pe nivel *L*, realizează o anumită configurație a participării aparatelor la convorbire și apoi o direcționalizare a transferului de mesaje în configurația realizată. Pentru comanda interfeței sînt disponibile următoarele semnale:

ATN (*Attention*), semnal de validare emis numai de aparatul coordonator al sistemului. Pentru $ATN = L$, pe magistrala de date sînt transferate numai mesaje de interfață, care sînt recunoscute de către toate aparatele sistemului. Dacă $ATN = H$, sînt transferate mesaje de date dependente de funcționarea particulară a unui aparat oarecare;

IFC (*Interface Clear*), semnal activat de aparatul coordonator și care readuce toate interfețele într-o stare inițială;

REN (*Remote Enable*), emis numai de aparatul coordonator, *ATN* fiind *L*. $REN = L$ comută aparatul adresat prin *DIO* 1—*DIO* 8 în starea de telecomandă (aparatul acceptă comenzile de funcționare numai de pe magistrală);

SRQ (*Service Request*), cerere de întrerupere. Poate fi activat de orice aparat din sistem, pentru a atenționa coordonatorul că are nevoie de serviciile lui;

EOI (*End Or Identify*), sfîrșit de mesaj. Este activat de un aparat sursă ($EOI = L$) în momentul cînd s-a transmis ultimul octet din mesaj.

Interfața poate prezenta trei **regimuri de funcționare**: regimul de funcționare *transfer comenzi*, regimul de funcționare *transfer date* și *starea de inactivitate*.

Transfer comenzi este regimul de funcționare în care controlerul activează semnalul *ATN* ($ATN = L$) și pe magistrala de date sînt transmise mesaje de interfață. Există următoarele 6 grupe de mesaje de comandă (de interfață):

— comanda de *adresare a vorbitorului* (*MTA*), prin care controlerul transmite pe magistrala de date adresa noului vorbitor desemnat;

— comanda de *adresare a ascultătorului* (*MLA*). Din momentul în care se transmite prin această comandă adresa unui aparat, funcția de ascultare a acelui aparat va deveni activă. Pot exista simultan mai mulți ascultători în sistem;

— comenzi *generale*. La aceste mesaje de interfață răspund *toate* aparatele sistemului, indiferent dacă au fost anterior adresate sau nu. Astfel:

LLO — are drept efect blocarea comenzilor locale (de pe panourile proprii);

DCL — determină trecerea tuturor aparatelor sistemului într-o stare prestabilită pentru fiecare aparat;

SPE, *SPD* — determină validarea respectiv devalidarea interogării serie pe interfață (*serial pool*);

Un aparat care necesită intervenția coordonatorului va activa semnalul de cerere de serviciu, $SRQ = L$. Drept urmare, coordonatorul începe operația de integrare serie, pentru identificarea aparatului care a solicitat intervenția. În acest scop se activează ATN ($ATN = L$), se validează interogarea serie prin mesajul *SPE*, apoi primul aparat este adresat ca vorbitor (utilizînd *MTA*), după care $ATN = H$. Aparatul adresat poate răspunde cu un cuvînt de stare care are bitul $b_7 = 0$, situație în care ceilalți biți ai cuvîntului indică controlerului natura serviciului cerut. Dacă $b_7 = 1$, adică nu aparatul adresat a cerut serviciu, sînt interogate succesiv toate celelalte aparate, după care este devalidată interogarea serie, prin mesajul *SPD*.

— comenzi *adresate*. Aceste mesaje de interfață sînt similare cu comenzile generale, cu diferența că afectează doar aparatele care au fost adresate anterior ca ascultător:

SDC — ștergere selectivă ; aparatele sînt trecute în stări fixate anterior ;

GTL — validează comenzile locale (de pe panoul propriu) ;

GET — comandă toți ascultătorii să înceapă execuția unei operații anterior stabilită ;

TCT — determină preluarea funcției de coordonare de către un alt aparat ;

PPC — validare interogare paralelă *(parallel pool)* ;

Interogarea paralelă este inițiată periodic de către coordonator, prin activarea semnalelor *ATN*, *EOI* și trimițînd pe magistrală mesajul de validare *PPC*. Aparatele care participă la secvența *parallel pool*, în număr maxim de 8, au alocate fiecare cîte o linie din magistrala de date. Dacă un aparat necesită intervenția coordonatorului, comută pe zero linia alocată. Prin decodificarea octetului receptionat în urma mesajului *PPC*, coordonatorul stabilește care dintre cele opt aparate a solicitat intervenția. Procesul de interogare paralelă se termină prin aplicarea nivelului *H* pe liniile *ATN* și *EOI*.

Interogarea paralelă se poate aplica numai în cazul aparatelor care solicită intervenția coordonatorului doar pentru o singură necesitate (spre exemplu la o imprimantă care poate sesiza numai lipsa de hîrtie).

— comenzi de *deadresare*. Realizează anularea funcției de ascultător (*UNL*) pentru toți ascultătorii adresați, respectiv anulează funcția actualului vorbitor din sistem (*UNL*).

— comenzi *secundare*, folosite împreună cu o altă comandă, în scopul extinderii capacității de codare.

În tabelul 5.1 sînt date formele generale ale comenzilor, fără comenzile adresate.

Tabelul 5.1

Formele generale ale comenzilor (fără comenzile adresate)

Forma codului (DIO1...DIO8)								*Semnificația*
x	0	0	b_4	b_3	b_2	b_1	b_0	comandă generală
x	0	1	a_4	a_3	a_2	a_1	a_0	adresare ascultător
x	0	1	1	1	1	1	1	deadresare ascultător
x	1	0	a_4	a_3	a_2	a_1	a_0	adresare vorbitor
x	1	0	1	1	1	1	1	deadresare vorbitor
x	1	1	b_4	b_3	b_2	b_1	b_0	comenzi secundare
x	1	1	1	1	1	1	1	se ignoră

În comenzile generale și secundare biții $b_4\ b_3\ b_2\ b_1\ b_0$ servesc la codificarea diferitelor comenzi. Biții $a_4\ a_3\ a_2\ a_1\ a_0$ din codul comenzilor de adresare specifică adrese de aparate ce urmează a fi activate ca ascultător respectiv ca vorbitor.

Transfer de date este regimul de funcționare al interfeței care se obține ca urmare a dezactivării semnalului *ATN* (*ATN* = *H*). Pe magistrala de date sînt transferate acum mesaje formate dintr-o succesiune de octeți DAB_1, $DAB_2, \ldots, DAB_n$ (mesage date), a căror semnificație depinde de structura particulară a unui aparat (instrucțiuni de programare a aparatului, date și

calcule rezultate din măsurări). Codul în care sînt transmise mesajele de date poate fi oricare, dar este indicat a se utiliza acele coduri al căror format este recunoscut de aparatul coordonator.

Mesajul transmis de aparatul coordonator unui voltmetru numeric inclus în sistem, pentru a-l programa să execute măsurări pe un anumit domeniu, este spre exemplu, de forma:

$$\underbrace{UNL,\ MLA,\ MTA,}_{ATN=L}\ \underbrace{DAB_1,\ DAB_2,\ \ldots,\ DAB_n;}_{ATN=H}\ \underbrace{\quad\quad}_{EOI=L} \qquad (5.5)$$

După ce este deadresat actualul aparat vorbitor din sistem, prin comanda *UNL*, este adresat ca ascultător voltmetrul numeric (comanda *MLA* incluzînd adresa voltmetrului). *MTA* adresează aparatul vorbitor, care este în acest caz tocmai coordonatorul. După aceste mesaje de interfață sînt transmise mesajele de date $DAB_1, \ldots, DAB_n$, cuprinzînd instrucțiunile necesare programării funcționării voltmetrului pe un anumit domeniu. La sfîrșit este activat semnalul de comandă *EOI*.

Același voltmetru digital poate fi selectat de către coordonator pentru a trimite rezultatul măsurătorilor unui alt aparat — spre exemplu unei imprimante — cu următorul mesaj:

$$\underbrace{UNL,\ MTA,\ MLA,}_{ATN=L}\ \underbrace{DAB_1,\ DAB_2,\ \ldots,\ DAB_n;}_{ATN=H}\ \underbrace{\quad\quad}_{EOI=L} \qquad (5.6)$$

Coordonatorul deadresează toți ascultătorii din sistem (*UNL*), adresează apoi voltmetrul numeric ca noul aparat vorbitor (*MTA*), iar imprimanta ca ascultător (*MLA*). În continuare sînt transferate datele $DAB_1, \ldots, DAB_n$ care sînt tipărite, după care este activat semnalul *EOI*.

5.5.2. INTERFAȚAREA APARATURII NUMERICE PROGRAMABILE

Posibilitatea asamblării unui aparat programabil într-un sistem de măsurat este condiționată de capabilitatea acestuia de a fi interfațat cu celelalte componente din sistem. Prin urmare, oricare aparat din sistem trebuie să asigure, pe lîngă funcția principală, de măsurare, și funcția de interfațare. Această funcție facilitează generarea și preluerarea mesajelor, a comenzilor și a semnalelor necesare realizării unui schimb corect de informații dintre aparat (partea de măsurare) și sistem. Deși funcția de măsurare poate fi concepută și implementată într-o manieră independentă de restricțiile impuse de compatibilitatea de interfațare, de cele mai multe ori partea de interfață se interpătrunde cu partea de măsurare (fig. 5.28).

Circuitele de interfață trebuie să asigure toate funcțiile cerute de sistemul de măsurat. În standardul IEEE 488 sînt definite un set de zece funcții de interfață distincte (fig. 5.29). Cinci dintre acestea: *generare de protocol, acceptare de protocol, vorbitor, ascultător* și *coordonator* sînt funcții de bază, ele con-

stituind, cu excepția funcției coordonator, **grupul minim de capabilități** cu care trebuie înzestrat un aparat pentru a putea fi asamblat într-un sistem. La acestea mai pot fi adăugate următoarele **cinci funcții de interfață, suplimentare** : *ștergere aparat, comutare aparat, comandă exterior/local, cerere de întrerupere, răspuns la interogare paralelă.*

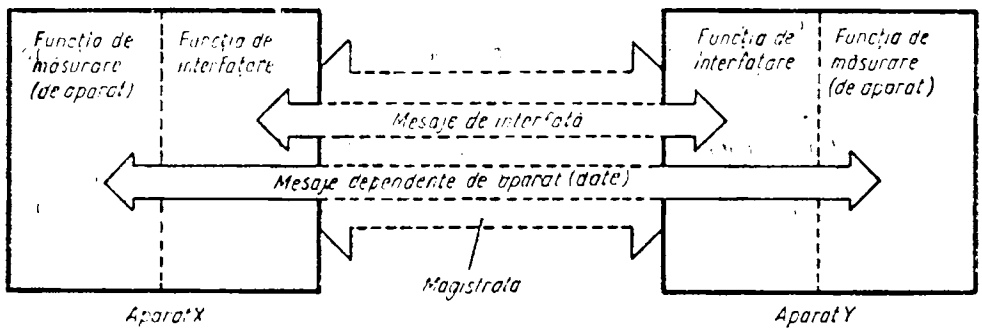


Fig. 5.28. Delimitarea funcțiilor unui aparat inclus în sistem : funcția de măsurare și funcția de interfațare.

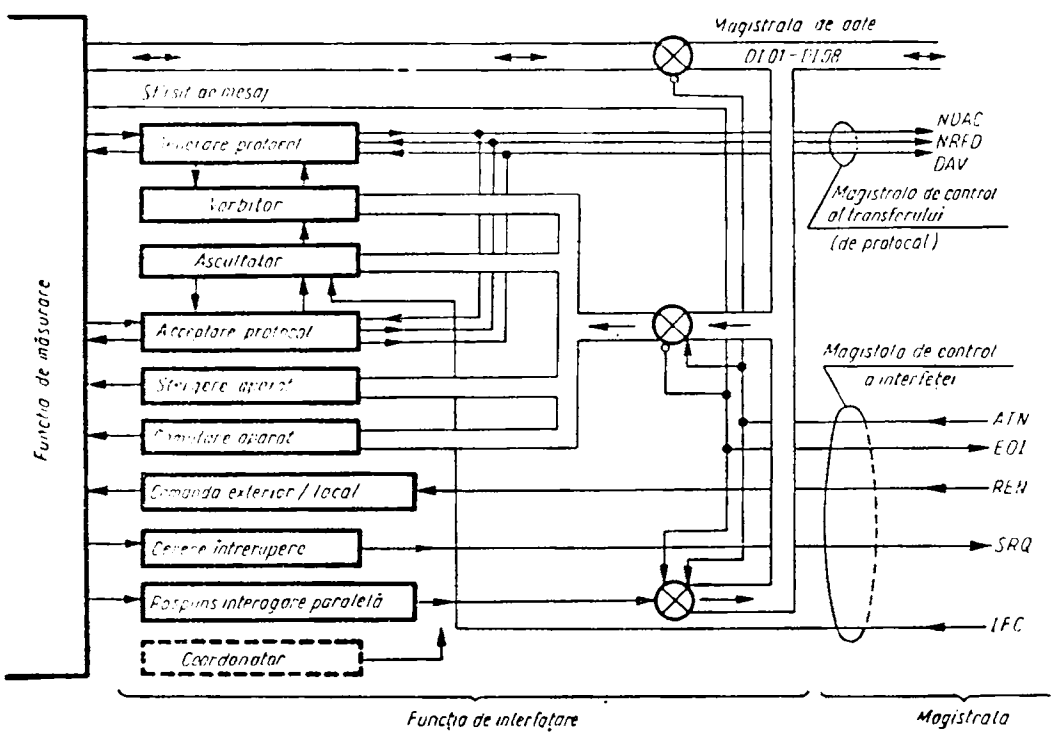


Fig. 5.29. Setul de 10 funcții de interfață prevăzute în standardul *IEEE* 488.

• *Funcțiile de generare și acceptare de protocol* realizează semnalele *DAV NRFD, NDAC* pentru magistrala de control a transferului de date.

• *Funcțiile de vorbitor și ascultător* asigură generarea, respectiv recepționarea de mesaje de interfață de pe *DIO* 1...*DIO* 8, în corelare cu funcțiile de protocol și cu semnalul de comandă *ATN*, activat.

• *Funcțiile de ștergere aparat și comutare aparat* facilitează recepționarea și decodificarea mesajelor corespunzătoare de pe magistrala de date și transmiterea către partea de măsurare a semnalelor de ștergere respectiv de comutare.

• *Funcțiile de comandă exterior/local și cerere de întrerupere* sînt realizate prin cîte un singur semnal (*REN*, *SRQ*), atît de la sistem la interfață, cît și de la interfață spre partea de măsurare.

• *Funcția de răspuns la interogarea paralelă* asigură, la primirea mesajului *PPC*, transmiterea unui singur bit pe o linie a magistralei, alocată aparatului respectiv.

• *Funcția de coordonator*, preluată numai de unele aparate din sistem (microcalculator, minicalculator), realizează activarea, pe magistrala de control, a semnalelor de comandă *ATN*, *REN*, *IFC* și *EOI* și transmiterea mesajelor de interfață și de date pe magistrala *DIO* 1 ... *DIO* 8.

BIBLIOGRAFIE

A. Lucrări de referință

A1. Oliver, B. M. and Cage, J. M. (Editors). *Electronic measurements and instrumentation.* McGraw Hill, New York, 1971.

A2. Coombs, C. F. (Editor). *Basic electronic instruments handbook.* McGraw Hill, New York, 1972.

A3. Antoniu, M. *Măsurări electrice și electronice, partea I.* Institutul Politehnic Iași, 1976.

A4. Pop, E. și Stoica, V. *Principii și metode de măsurare numerică.* Editura Facla, Timișoara, 1977.

A5. Nicolau, E. și Beliș, M. *Măsurări electrice și electronice.* Editura didactică și pedagogică, București, 1980.

A6. Millea, A. *Măsurări electrice. Principii și metode.* Editura tehnică, București, 1981.

A7. Pop, E. ș.a. *Tehnici moderne de măsurare.* Editura Facla, Timișoara, 1983.

A8. Ilioiu, N. și Ivanovici, Gh. *Memorator de metrologie.* Editura tehnică, București, 1966.

A9. Morrison, R. *Grounding and shielding techniques in instrumentation.* John Wiley & Sons, New York, 1968.

A10. Ott, H. W. *Noise reduction techniques in electronic systems.* John Wiley & Sons, New York, 1976.

A11. Erk, van M. H. și Onstee, H. G. *Digital Instruments Course. Part. 3.* Digital voltmeters and multimeters, PHILIPS.

A12. Manolescu, A. ș.a. *Circuite integrate liniare.* Editura didactică și pedagogică, București, 1983.

A13. Crucerru, C. *Tehnica măsurărilor în telecomunicații.* Editura tehnică, București, 1982.

A14. Chu, Y. *Bazele proiectării calculatoarelor numerice.* Editura tehnică, București, 1968.

B. Cărți despre *AEMC* și traductoare

B1. Nicolau, Th. ș.a. *Măsurări electronice în industrie.* Editura tehnică, București, 1961.

B2. Grave, H. F. *Măsurarea electrică a mărimilor neelectrice.* Editura tehnică, București, 1966.

B3. Stere, R. *Aparate electronice de măsurare și control.* Editura didactică și pedagogică, București, 1962.

B4. Considine, D. M. (Editor). *Process instruments and control handbook.* McGraw Hill, 1971.

B5. Ionescu, G. ș.a. *Traductoare. Principii și metode de proiectare.* Institutul Politehnic București, 1980.

B6. Ionescu, G. ș.a. *Traductoare pentru automatizări industriale.* Editura tehnică, București, 1985.

B7. Sheingold, D. H. (Editor). *Transducer interfacing handbook — A guide to analog signal conditioning.* ANALOG-DEVICES, 1980.

B8. * * * *OMEGA Temperature Measurement Handbook.* OMEGA, 1980.
B9. Tatocenco, L. K. *Radioactivnie izotopi v priborostroenii.* Atomizdat, Moskva, 1960.
B10. * * * *Pressure transducer handbook.* NATIONAL SEMICONDUCTOR, 1977.
B11. * * * *Piezoelectric accelerometers and vibration amplifiers. Theory and application handbook.* BRUEL & KJAER, March, 1978.
B12. Luca, C. *pH-ul și aplicațiile lui.* Editura tehnică, București, 1973.

C. Măsurarea parametrilor. Tratări monografice

C1. Vezeanu, P. și Pătrașcu, Șt. *Măsurarea temperaturii în tehnică,* Editura tehnică, București, 1968.
C2. Penescu, T. și Petrescu, V. *Măsurarea presiunii în tehnică.* Editura tehnică, București, 1968.
C3. Popescu, P. P. și Mihordea, P. *Măsurarea debitului în tehnică.* Editura tehnică, București, 1969.
C4. Negoiță, C. și Ivan, M. *Aparate electronice pentru măsurarea mărimilor geometrice.* Editura tehnică, București, 1970.
C5. Stoicoviciu, O. *Cîntărirea automată în industrie.* Editura tehnică, București, 1971.
C6. Vezeanu, P. *Măsurarea nivelului în tehnică.* Editura tehnică, București, 1973.
C7. Nicolau, Th. și Apostol, I. *Umidimetre electronice.* Editura tehnică, București, 1973.
C8. Vaughan, V. *Application of B&K equipment to strain measurements.* BRUEL & KJAER, 1975.
C9. Broch, J. T. *Mechanical vibration and shock measurements.* BRUEL & KJAER, 1980.
C10. Maclin, E. D. *Termorezistori, per. S. angl.* Radio i sviazi, Moscva, 1983.

D. Componente și aplicații

D1. * * * *Linear applications handbook, vol. 1.* NATIONAL SEMICONDUCTOR, 1973.
D2. * * * *Linear applications handbook, vol. 2.* NATIONAL SEMICONDUCTOR, 1976.
D3. Graeme, J. G. ș.a. *Operational Amplifiers. Design and applications.* McGraw Hill, New York, 1971.
D4. Graeme, J. G. *Applications of operational amplifiers. Third-generation techniques.* McGraw Hill, New-York, 1973.
D5. Graeme, J. G. *Designing with operational amplifiers. Applications alternatives.* McGraw Hill, New York, 1977.
D6. Wong, Y. J. and Ott, W. E. *Function circuits. Design and applications.* McGraw Hill, New York, 1976.
D7. Stout, D. F. and Kaufman, M. *Handbook of operational amplifiers. Circuit design.* McGraw Hill, New York, 1976.
D8. Hnatek, E. R. *A user's handbook of D/A and A/D converters.* John Wiley & Sons, New York, 1976.
D9. Sheingold, D. H. *Analog-Digital conversion notes.* ANALOG DEVICES, 1977.
D10. Sheingold, D. H. *Nonlinear circuits handbook.* ANALOG DEVICES, 1976.
D11. Simpăleanu, M. *Circuite pentru conversia datelor.* Editura tehnică, București, 1980.
D12. Bulucea, C. ș.a. *Circuite integrate liniare.* Editura tehnică, București, 1975.
D13. Gray, P. R. și Meyer, R. G. *Circuite integrate analogice. Analiză și proiectare.* Editura tehnică, București, 1983.
D14. Popescu, C. A. ș.a. *Tehnica monocip.* Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru semiconductoare. București, 1984.
D15. Bodea, M. și Vătășescu, A. (coordonatori). *Circuite integrate liniare. Manual de utilizare, vol. III.* Editura tehnică, București, 1984.

D16. Bodea, M. și Vătășescu, A. (coordonatori). *Circuite integrate liniare. Manual de utilizare, vol. IV.* Editura tehnică, București, 1985.
D17. Pankove, J. J. *Optical processes in semiconductors.* Prentice Hall, 1971.
D18. Ross, C. A. *Optoelectronic devices and optical imaging techniques.* Mac Millan, London, 1979.
D19. Birsan, R. M. *Dispozitive și circuite integrate cu transfer de sarcină.* Editura tehnică, București, 1981.
D20. Sporea, D. și Bîrcă-Gălățeanu, Ș. *Optoelectronică. Dispozitive și aplicații.* Editura militară, București, 1983.
D21. Sifferlen, T. P. ș.a. *Digital Electronics with Engineering Applications.* Prentice Hall Inc., 1970.
D22. Mureșan, T. ș.a. *Microprocesorul 8080 în aplicații.* Editura Facla, Timișoara, 1981.
D23. Daneea, T. *Microprocesoare. Arhitectură internă, programare, aplicații.* Editura Dacia, Cluj-Napoca, 1979.
D24. Sheingold, D. H. *Analog-Digital Conversion Handbook.* ANALOG DEVICES, 1976

E. Lucrări curente

E1. Bodea, M. *Traductoare integrate.* În: Sesiunea de comunicări științifice a Academiei R.S.R., 5 iulie, 1984.
E2. Middelhoek, S. și Noorlag, D. J. W. În: Sensors and Actuators, *2* (1982) p. 211.
E3. Middelhoek, S. și Noorlag, D. J. W. În: Sensors and Actuators, *2* (1981) p. 29.
E4. Silard, A. ș.a. În: E.E.A. — Automatica și Electronica, *26* (1982), p. 37.
E5. Müller, R. În: IEEE J. În: Solid-State Circuit, *SC-12* (1977), p. 139.
E6. Frohmader, K. P. În: ESSCIRC 1981 Technical Digest, p. 181.
E7. Monticelli, D. M. În: IEEE J. Solid-State Circuits, *SC-13* (1978), no. 6.
E8. Mihuț, I. și Mihuț, M. M. *Nivelmetru acustic pentru stațiile de tratare a apelor.* În: Sesiunea anuală de componente electronice pasive SACEP, Curtea de Argeș, octombrie, 1981.
E9. Greeneich, E. W. și Müller, R. S. În: Appl. Phys. Lett., *20* (1972), 8, p. 156.
E10. Wobler, W. G. și Wise, K. D. În: IEEE Trans. Election Devices, *ED-26* (1979), p. 1861.
E11. Ko, W. ș.a. În: IEEE Trans. Election Devices, *ED-29* (1982), p. 48.
E12. Lee V. S. și Wise, K. D. În: IEEE Trans. Election Devices, *ED-29* (1982), p. 42.
E13. Dias, J. F. În: Hewlett-Packard Journal, *32* (1981), nr. 12, p. 20.
E14. Bodea, M. și Silard, A. În: E.E.A. — Automatica și electronica, *22* (1978), p. 54.
E15. Timko, M. În: IEEE J. of Solid-State Circuits, *SC-11* (1976), p. 781.
E16. Bodea, M. În: Lucrările „Conferinței anuale de semiconductoare" CAS-1983, p. 291.
E17. Ziegler, H. În: Sensors and Actuators, *5* (1984), p. 169.
E18. Brokaw, P. A. și Timko, P. M. În: IEEE J. of Solid-State Circuits, *SC-10* (1975), p. 417.
E19. Mihuț, I. ș.a. Raport de cercetare, Contract nr. 7-3-4/1983, IPB.
E20. Mihuț, I. ș.a. Raport de cercetare, Contract nr. 240/1975, IPB.
E21. Mihuț, I. ș.a. Raport de cercetare, Contract nr. 17-0-1/1980, IPB.
E22. Mihuț, I. ș.a. Raport de cercetare, Contract nr. 433/1976, IPB.
E23. Gilbert, B. În: IEEE J. of Solid-State Circuits, *SC-11* (1976), p. 852.
E24. Pensc, H. U.S. Patent 3746968, september, 1972.
E25. Wittlinger, H. A. În: RCA Application note, ICAN-5611.
E26. * * * Hewlett-Packard Journal, September, 1976.
E27. * * * Hewlett-Packard Journal, February, 1979.

E28. Hatch, J. R. În: Electronics, September 16, 1976, p. 97.
E29. Derek, B. În: Electronic Engineering, September, 1979.
E30. Santoni, A. În: Electronics, August, 19, 1976, p. 117.
E31. Toacșe, Gh și Szabo, W. În: Metrologia aplicată, nr. 3 și nr. 4, 1978.
E32. Pop, E. ș.a. În: Metrologia aplicată, nr. 4, 1979, p. 172.
E33. Toacșe, Gh. și Szabo, W. În: Metrologia aplicată, nr. 4, 1979, p. 172.

F. Cataloage

F1. Ripeanu, R. ș.a. *Circuite integrate analogice.* Catalog IPRS—BĂNEASA, Editura tehnică, București, 1983.
F2. * * * *Componente electronice semiconductoare.* Catalog CENTRUL DE CERCETARE ȘTIINȚIFICĂ ȘI INGINERIE TEHNOLOGICĂ PENTRU SEMICONDUCTOARE, București, 1980.
F3. * * * *MOS and optoelectronic devices.* Data Book, MICROELECTRONICA, București, 1985.
F4. Radu, O. *Componente electronice pasive. Catalog.* Editura Tehnică, București, 1981.
F5. * * * *Optoelectronic Devices.* Databook TELEFUNKEN, 1977.
F6. * * * *Optoelectronics Designer's Catalog.* HEWLETT-PACKARD, 1984.
F7. * * * *Data Aquisition Product Catalog Supliment.* ANALOG DEVICES, 1979.
F8. * * * *Data Aquisition Components and Subsystems,* ANALOG DEVICES, 1980.
F9. * * * *Product Data Book,* BURR BROWN, 1984.
F10. * * * *Data Conversion/Aquisition Data Book.* NATIONAL SEMICONDUCTOR, 1980.
F11. *Linear Databook.* NATIONAL SEMICONDUCTOR, 1982.
F12. * * * *Integrated circuits — Databook.* RAYTHEON, 1984.
F13. * * * *Pressure transducer handbook.* NATIONAL SEMICONDUCTOR, 1977.

Coli de tipar 21. B.T. 4.X.1985.
Format 16/70×100. Apărut 1985.

I. P. „Oltenia" Craiova
Str. M. Viteazul, nr. 4

Republica Socialistă România
Plan 9519/181/1985

Lei 37